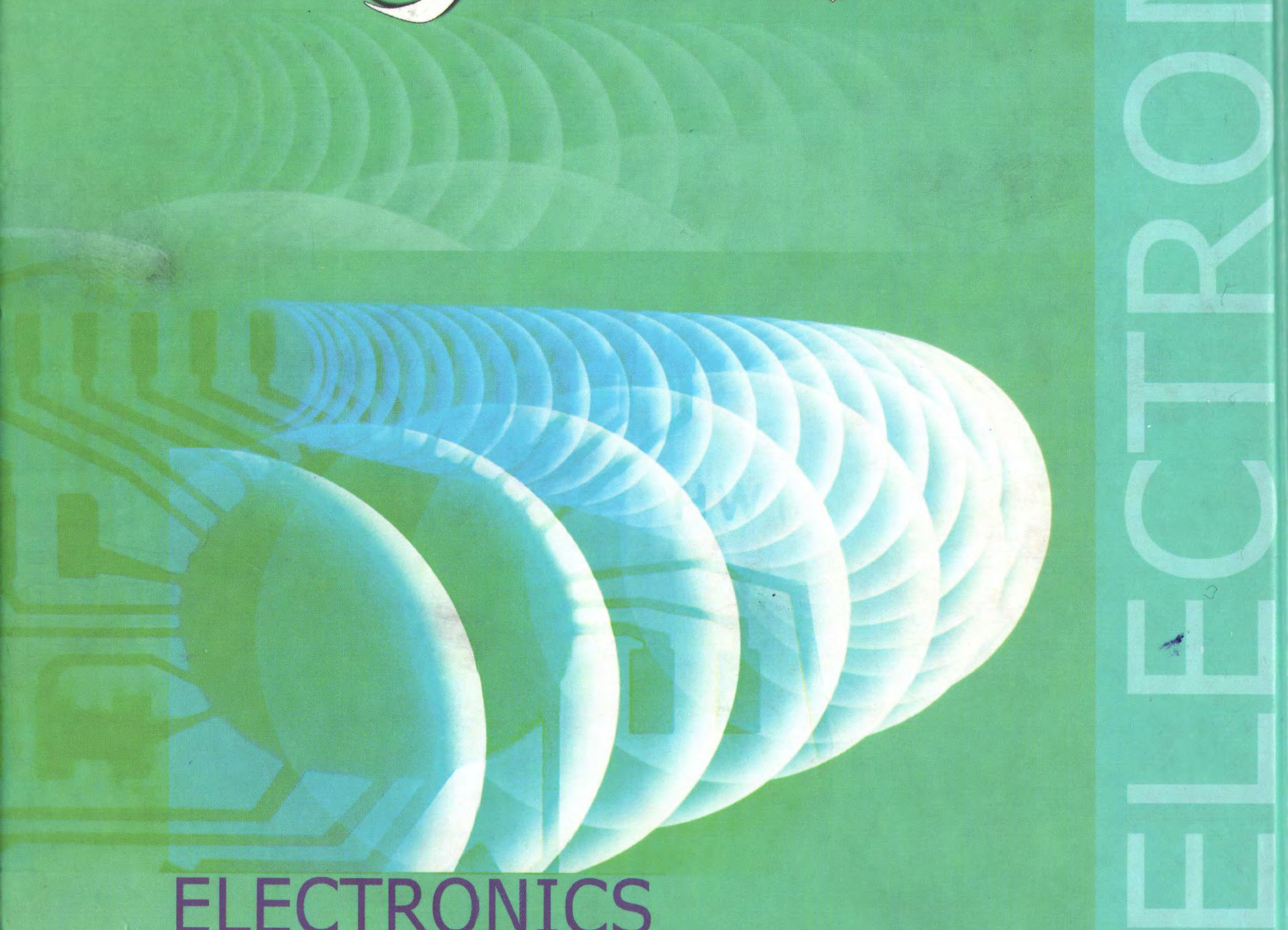
الالكترونيات المعاصرة



ELECTRONICS

الجزء الأول

ياسين أحمد الشبول

مكتبة المجتمع العربي

الالكترونيات المعاصرة
(الجزء الأول)

تأليف

ياسين أحمد الشبول

مكتبة المجتمع العربي للنشر

رقم الإيداع لدى دائرة المكتبة الوطنيّة (2004/9/2384)

621.38

الشبول ، ياسين

الإلكترونيات المعاصرة/ تأليف ياسين أحمد الشبول.- عمان: مكتبة المجتمع العربي، 2004.

( ) ص.

ر.إ : (2004/9/2384).

الواصفات: / الإلكترونيات// الفيزياء الإلكترونية//

* تمّ إعداد بيانات الفهرسة والتصنيف الأوليّة من قبل دائرة المكتبة الوطنيّة

الطبعة الأولى

2005م - 1425هـ

مكتبة المجتمع العربي للنشر

عمان - شارع الملك حسين - مجمع الفحيص التجاري

تلفاكس 4632739 - ص.ب. 8244 عمان 11121 الأردن

شكر وتقدير

يتقدم المؤلف بالشكر الى الزملاء الدكتور أمجد أبوجزر والدكتور مجدي عريقات على ما قدموه من ملاحظات قيمة حول المادة العلمية التي تناولها هذا الكتاب.

المحتويات

الوحدة الثالثة

الترانزيستورات ثنائية القطبية

الوحدة الرابعة 267

إنحياز الترانزيستور ثنائي القطبية 271

الوحدة الخامسة

ترانزيستورات تأثير المجال 379

الوحدة السادسة

الوحدة السابعة

الوحدة الثامنة
الثايريستورات

600

الوحدة التاسعة
عناصر الكترونية أخرى

مقدمة

تطور علم الالكترونيات تطوراً ملحوظاً في العقود الأخيرة، حتى أصبح من أبرز سمات الحضارة البشرية الحالية، إذ لا يمكن تصور الحياة البشرية حالياً دون التطبيقات المختلفة للالكترونيات.

وبعد أن أمضيت مدة تزيد على عشرين عاماً من العمل في هذا المجال، فلقد حاولت في هذا الكتاب أن أضع خلاصة خبرتي العملية والنظرية، والتي أرجو الله أن أكون قد وُفقتُ في وضعها بين أيدي الطلبة والمهندسين والفنيين الأعزاء الناطقين بالعربية.

ولقد حاولت في هذا الكتاب التطرق الى أهم المواضيع التي تُدرَّس الى طلبة الكليات العلمية والهندسية للمرحلة الجامعية الأولى . وقد جاءت وحدات هذا الكتاب متسلسلة، كما يلي:

- الوحدة الأولى: وقد جاءت كمقدمة في أشباه الموصلات (semiconductors) التي تُبنى منها مختلف العناصر الالكترونية، كما تم فيها كذلك شرح تركيب وخصائص الديود، كأبسط عنصر الكتروني.
- الوحدة الثانية: وتم فيها التطرق الى التطبيقات المختلفة للديود، مثل دوائر التقويم (rectification circuits) ، دوائر التحديد أو القطع (limiters or clippers)، دوائر الــ Clampers ، دوائر مضاعفة الفولطية (voltage-multipliers) وبعض البوابات المنطقية (logic gates) البسيطة التي يمكن بناؤها بإستخدام الديودات.
- الوحدة الثالثة: وتم فيها شرح تركيب وخصائص الترانزيستور ثنائي القطبية (bipolar junction transistor).
- الوحدة الرابعة: وتم فيها دراسة دوائر الإنحياز المختلفة للترانزيستور ثنائي القطبية، والتي يتم بواسطتها تحديد مكان نقطة عمل الترانزيستور على الخاصية المخرجية له.
- الوحدة الخامسة: وتم فيها شرح تركيب وخصائص ترانزيستورات تأثير المجال (field effect transistors).
- الوحدة السادسة: وتم فيها دراسة دوائر الإنحياز المختلفة للترانزيستورات تأثير المجال.

- الوحدة السابعة: وتم فيها دراسة تركيب وخصائص بعض أنواع الديودات الأُخرى، مثل ديودات Schottky، والديودات الضوئية (photodiodes). كذلك تم في هذه الوحدة دراسة أنواعاً أُخرى من الترانزيستورات مثل ترانزيستورات أُحادية الوصلة (unijunction transistors) والترانزيستورات الضوئية (phototransistors).

- الوحدة الثامنة: وتم فيها التطرق الى الثايريستور والعناصر المشابهة الأخرى مثل الترياك، الـ GTO، الدياك، ديود Shockley والترانزيستور أُحادي الوصلة المُبرمج (programmable unijunction transistor, PUT).

- الوحدة التاسعة: وتم فيها التطرق الى بعض العناصر الالكترونية الأُخرى مثل الخلايا الشمسية (solar cells) وخلايا التوصيل الضوئي (photoconductive cells) وعنصرا الثيرميستور والـ varistor وبلورات العرض السائلة (Liquid-crystal Displays).

لقد إستخدمتُ في هذا الكتاب الترجمة العربية للمصطلحات العلمية كما هي واردة في القاموس الصادر عن مجمع اللغة العربية في القاهرة والمنشور على شبكة الانترنت ، مع ذكر معنى المصطلح بالانجليزية ، أما المصطلحات التي لم أجد ترجمةً لها فلقد تركتها كما هي في صيغتها الانجليزية.

ولقد حاولت في هذا الكتاب الإكثار من الأمثلة المحلولة والتعليق عليها بشكل تفصيلي، وذلك بهدف زيادة الفائدة وتمكين القارئ من فهم مختلف المواضيع المطروحة.

ويرحب المؤلف بأي ملاحظات أو استفسارات تتعلق بهذا الكتاب والتي يمكن ارسالها على البريد الالكتروني:

Shiboul_y@index.com.jo

ياسين أحمد الشبول

عمان – الاردن

2004/9

الوحدة الأولى

مدخل إلى أشباه الموصلات

الوحدة الأولى
مدخل الى أشباه الموصلات

1.1 مقدمة

من المعروف أن جميع المواد تتكون من ذرات (atoms) مكونة من نواة (nucleus) تحوي نوعين من الأجسام ، أحدهما موجب الشحنة ويطلق عليها بروتونات والثاني متعادل الشحنة يطلق عليها نيوترونات، ويدور حول النواة ، وفي مدارات ثابته، الكترونات سالبة الشحنة.

وتعتمد مقدرة مادة معينة على إيصال التيار الكهربائي على مقدار ارتباط الكترونات المدار الخارجي، والتي تسمى الكترونات التكافؤ (valence electrons)، مع نواة الذرة. ويمكن تصنيف المواد من حيث مقدرتها على ايصال التيار الكهربائي الى ثلاثة أنواع هي المواد الموصلة (conductors) والمواد العازلة (insulators) والمواد شبه الموصلة (semiconductors).

في المواد الموصلة يكون ارتباط الكترونات التكافؤ مع النواة ضعيفاً ويمكن لتلك الالكترونات أن تتحرر من ذراتها وتتحرك حركة عشوائية بين الذرات، واذا تعرضت هذه الالكترونات لمجال كهربائي فانها تُكوّن تياراً كهربائياً. ومن أمثلة المواد الموصلة كهربائياً الفضة والنحاس والالومنيوم ومختلف المعادن الأخرى.

وفي المواد العازلة تكون قوة جذب النواة لالكترونات التكافؤ كبيراً ولا تستطيع هذه الالكترونات الإفلات من الذرة عند تعرضها لمجال كهربائي. ومن أمثلة المواد العازلة الورق ،الزجاج، الميكا ، البلاستيك ، المطاط وغيرها .

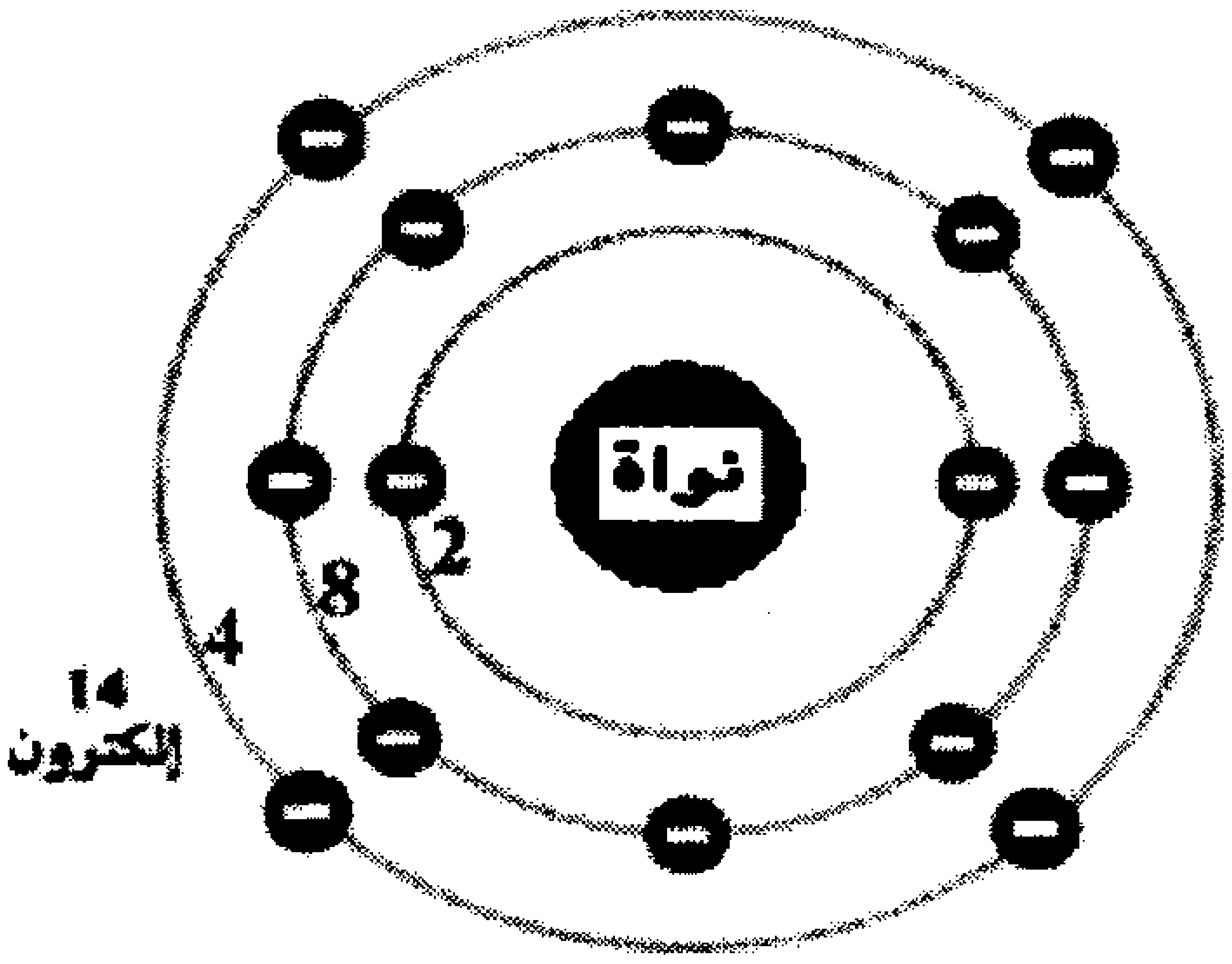
أما المواد شبة الموصلة فأن قابليتها لإيصال التيار الكهربائي تكون بين تلك التي للعوازل وتلك التي للموصلات. ومن أمثلة المواد شبه الموصلة السيليكون والجرمانيوم.

وتستخدم عادة المقاومة النوعية (ρ) للمادة للتعبير عن مقدار ممانعة المادة لايصال التيار الكهربائي. والجدول التالي يبين مقدار المقاومة النوعية لكل من الموصلات والعوازل وأشباة الموصلات.

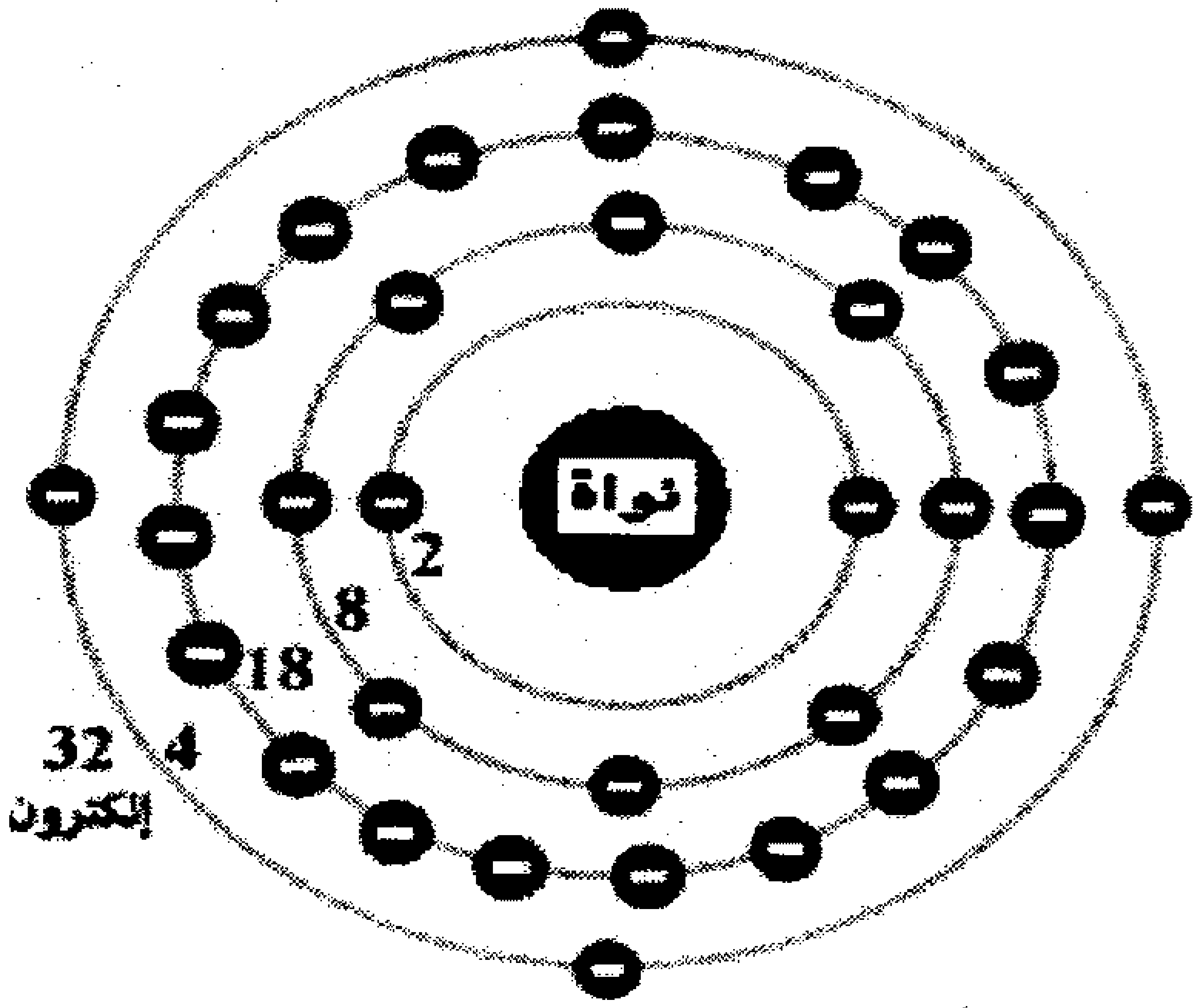
المادة	المقاومة النوعية ($\Omega.cm$)
العوازل	$\rho > 10^5$
أشباه الموصلات	$10^{-3} < \rho < 10^5$
الموصلات	$\rho < 10^{-3}$

1.2 أشباه الموصلات (The Semiconductors)

يعتبر عنصرا السيليكون (Si) والجرمانيوم (Ge) من أهم العناصر شبه الموصلة والتي تستخدم في صناعة العناصر الالكترونية وذلك لأسباب عديدة منها إمكانية تنقيتهما لدرجة عالية وإمكانية تغيير خصائصهما الكهربائية بإضافة بعض الشوائب الى بلوراتهما النقية. وتحتوي كل من ذرتي السيليكون والجرمانيوم على أربعة الكترونات تكافؤ، والاختلاف بينهما هو أن ذرة السيليكون تحتوي على 14 الكترون بينما ذرة الجرمانيوم تحتوي على 32 الكترون، ويوضح الشكلان التاليان التركيب الذري لكل من مادتي السيليكون والجرمانيوم .

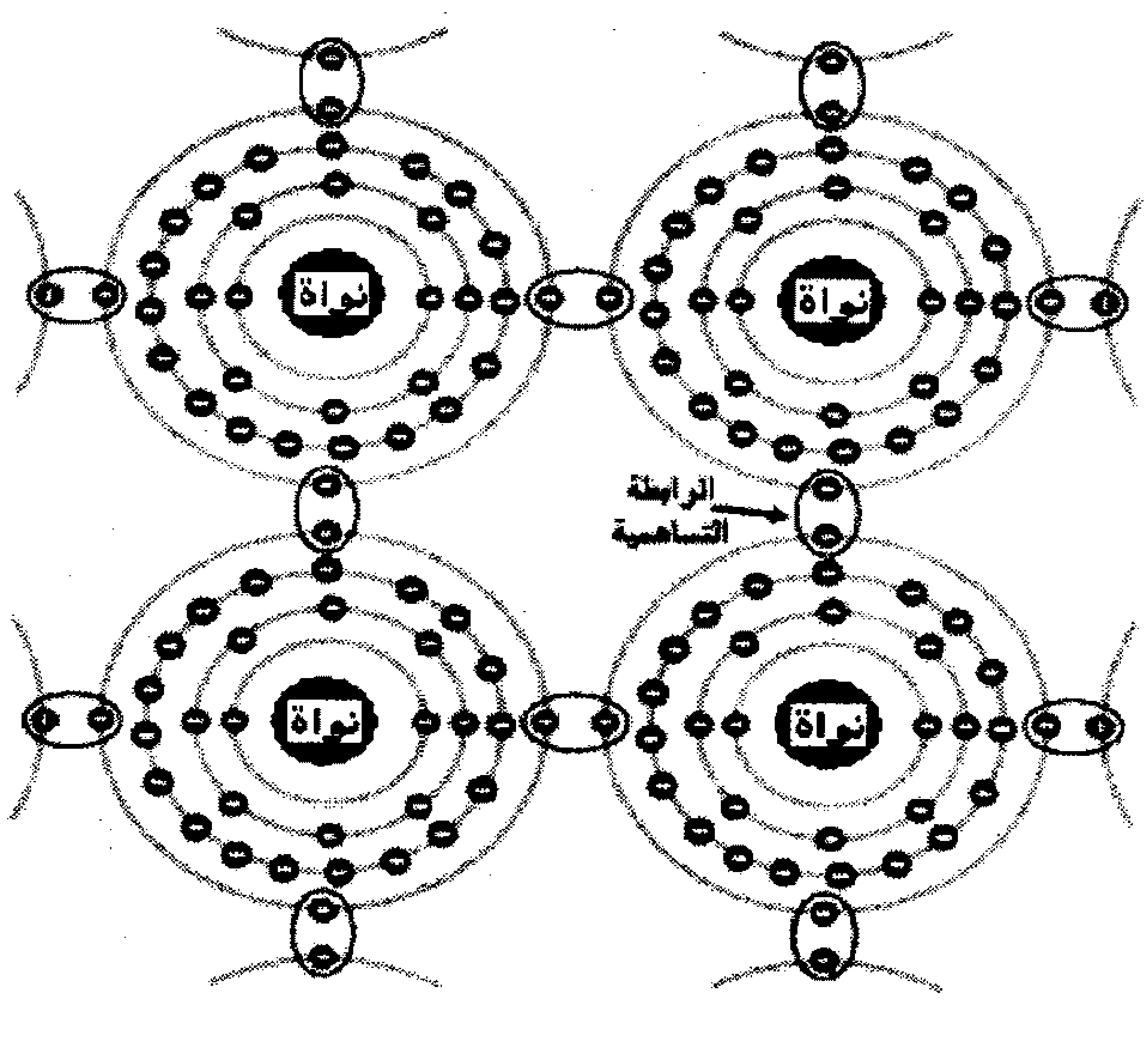


شكل رقم (1): التركيب الذري لمادة السيليكون



شكل رقم (2): التركيب الذري لمادة الجرمانيوم

وبما أن كل من ذرتي السيليكون والجرمانيوم تحوي أربعة الكترونات تكافؤ في المدار الخارجي، وحتى يكتمل نطاق التكافؤ لكل من هذين العنصرين، فانه لابد من وجود ثمانية الكترونات في المدار الخارجي، وعلى ذلك فان كل ذرة تشارك الذرات الأربع التي حولها بالكتروناتها كما هو مبين في الشكل (3) أدناه.



شكل (3) تشارك ذرات الجرمانيوم بالكترونات التكافؤ

ويطلق على هذه الرابطة بين الذرات والتي تتشارك فيها الذرات بالكترونات التكافؤ بالرابطة التساهمية أو رابطة التكافؤ (covalent bonding) . في هذه الرابطة تبدو الذرة وكأنها محاطة بثمانية الكترونات (الأربعة الكترونات الأصلية وأربعة الكترونات أخرى من الذرات المجاورة). في هذه الحالة، ولعدم وجود الكترونات حرة فان كل من مادتي السيليكون والجرمانيوم لا تكونان قابلتين لتوصيل التيار الكهربائي، أي أن مادتي السيليكون والجرمانيوم في صورتيهما النقية أقرب الى المواد العازلة.

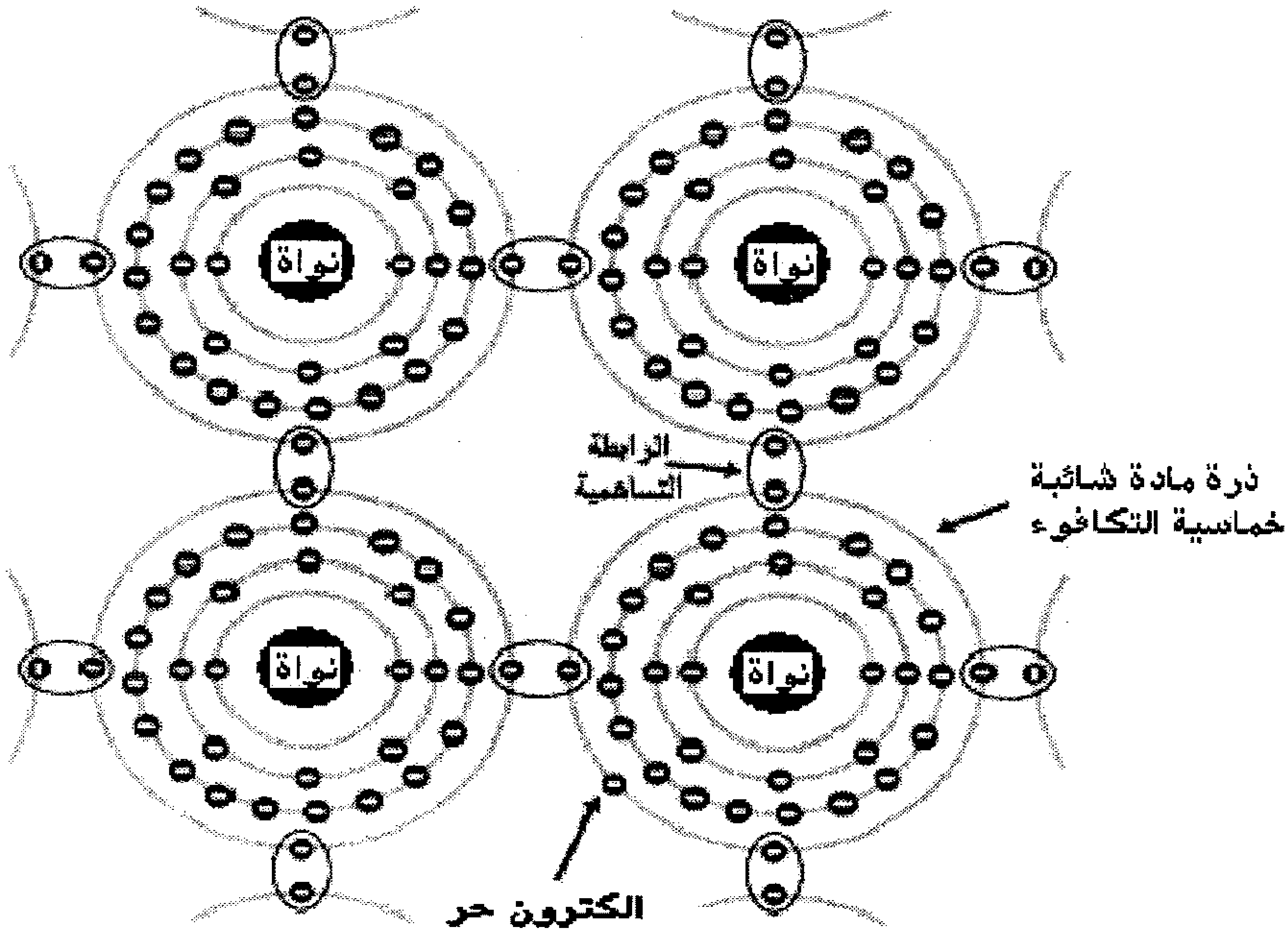
ولكي تتحول المادة النقية (والتي يطلق عليها عادةً intrinsic material) من السيليكون أوالجرمانيوم الى مادة قابلة للتوصيل فانه يتم تطعيمها (doping) بإحدى المواد التي يطلق عليها مواد شائبة. وتسمى المادة النقية بعد إضافة بعض الشوائب اليها (extrinsic material).

وحسب عدد الكترونات التكافؤ، في المواد الشائبة التي يتم اضافتها لكل من البلورات النقية من مادتي السيليكون والجرمانيوم، فــأنه يتم عمل بلورات مادة سالبة (n-type material) أو بلورات مادة موجبة (p-type material).

البلورات السالبة

حتى تتحول بلورة السيليكون أو الجرمانيوم النقي الى بلورة سالبة فإنه يتم تطعيمها بشوائب من عناصر خماسية التكافؤ (pentavalent elements)، والتي تسمى عادةً عناصر مانحة (donors)، مثل الفسفور (P) والأنتيمون (Sb) .

ويظهر الشكل (4) اسلوب تكوين البلورة السالبة، حيث نجد أن كل أربعة الكترونات تكافؤ من الكترونات المادة خماسية التكافؤ ترتبط في روابط تساهمية مع ذرة جرمانيوم ليكتمل المدار الخارجي لذرة الجرمانيوم، ويتبقى الكترون زائد (من الكترونات المادة خماسية التكافؤ) يصبح حر الحركة خلال البلورة ، بهذا الأسلوب يزداد عدد الالكترونات (السالبة) الحرة ، وتتحول المادة الى بلورة مادة سالبة (n-type material).

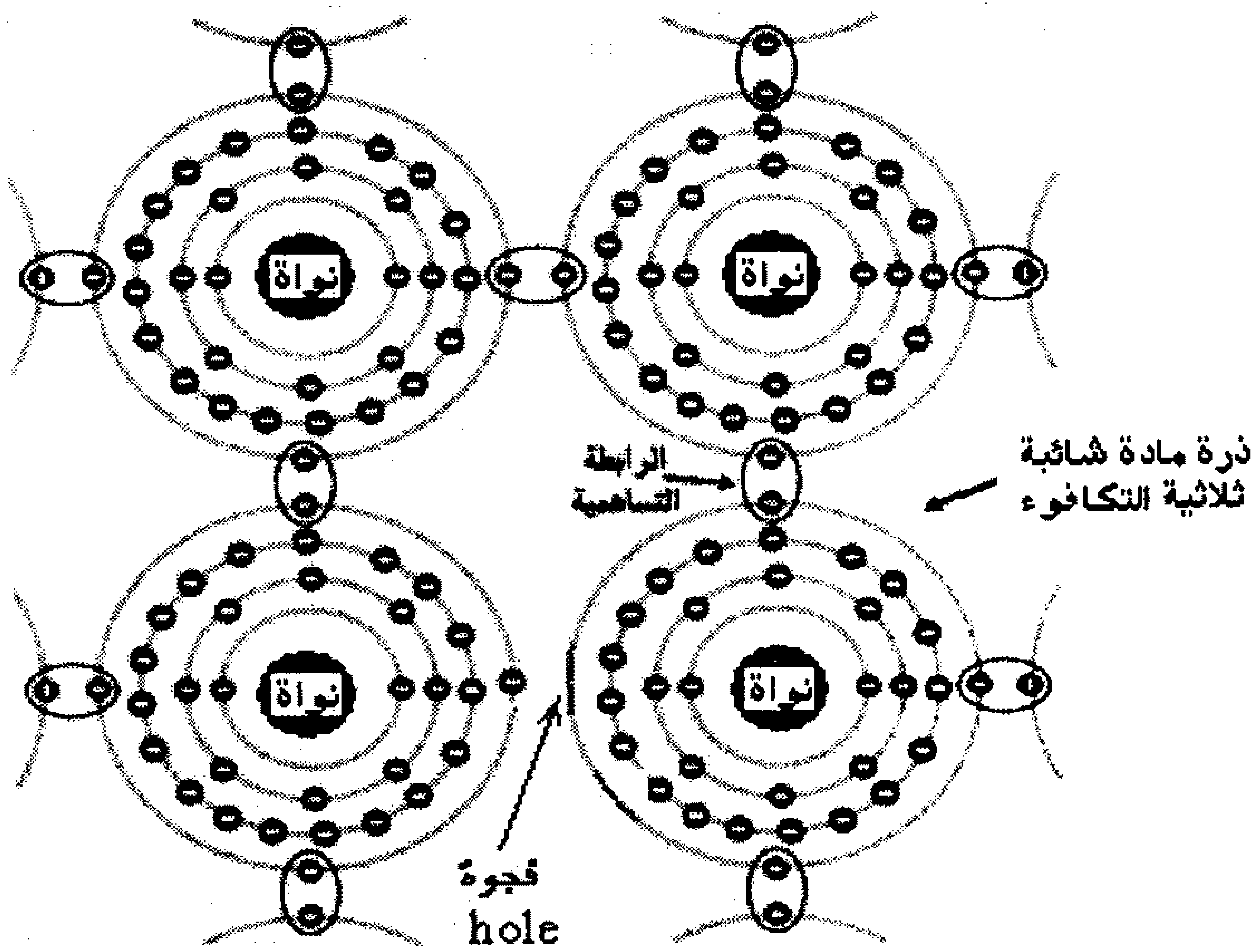


شكل (4) تكوين البلورة السالبة

البلورات الموجبة

حتى تتحول بلورة السيليكون أو الجرمانيوم النقي الى بلورة موجبة فإنه يتم تطعيمها بشوائب من عناصر ثلاثية التكافؤ مثل الجاليوم (Ga) والبورون (B)، والتي تسمى عادةً عناصر قابلة (acceptors).

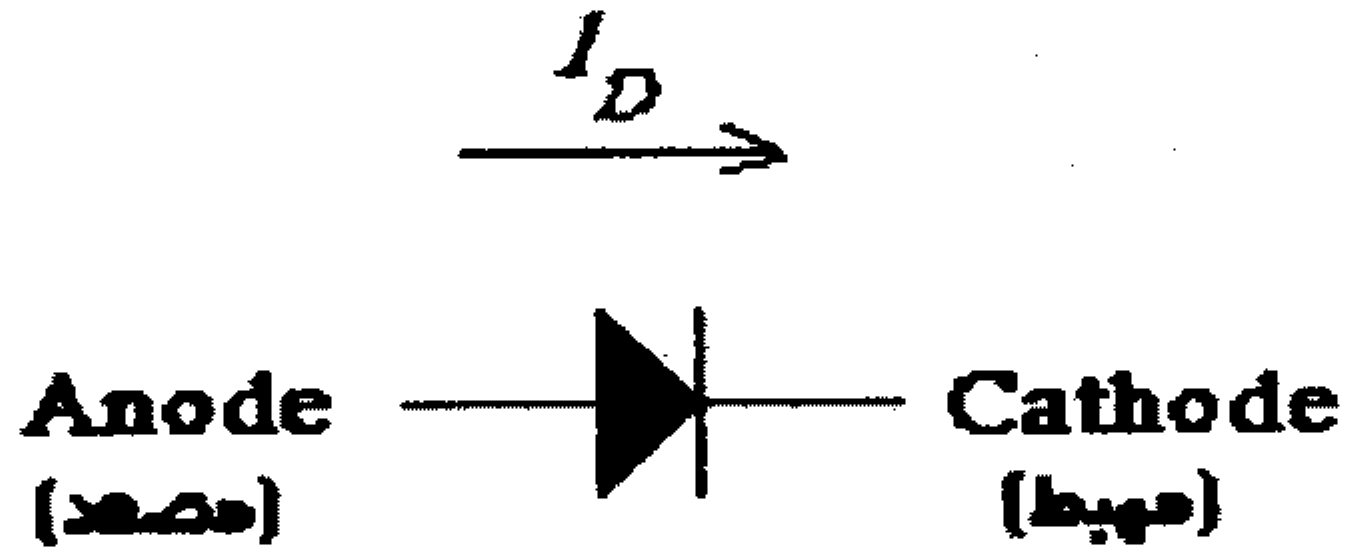
ويظهر الشكل (5) اسلوب تكوين البلورة الموجبة، حيث نجد أن كل ثلاثة الكترونات تكافؤ من الكترونات المادة ثلاثية التكافؤ ترتبط في روابط تساهمية مع ذرات الجرمانيوم المجاورة، وهنا نجد أن ذرة الجرمانيوم ينقصها الكترون واحد حتى يكتمل البناء الترابطي التساهمي وهذا يعني وجود فجوة (hole) والتي تمثل شحنة موجبة لها قدرة قوية على جذب الالكترونات. ولهذا يطلق على هذه البلورة بلورة مادة موجبة (p-type material).



شكل (5) تكوين البلورة الموجبة

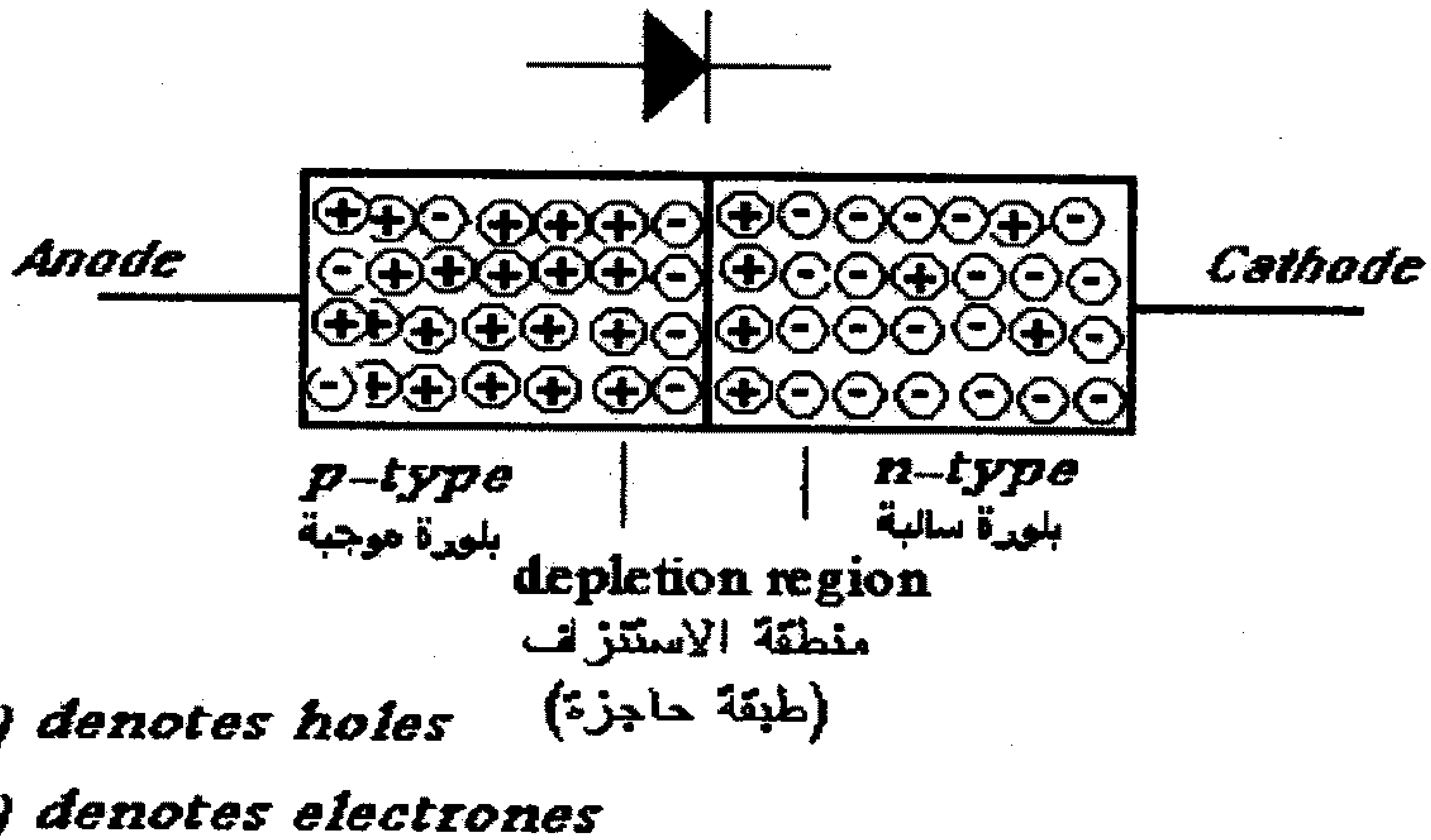
1.3 الديود (The Diode)

يعتبر الديود من أبسط العناصر الألكترونية والذي يستخدم للسماح للتيار الكهربائي بالمرور بإتجاه معين ومنعه من المرور بالإتجاه المعاكس. للديود طرفان أحدهما يسمى المصعد (anode) والأخر يسمى المهبط (cathode)، ويسمح الديود للتيار الكهربائي بالمرور من المصعد الى المهبط ويمنعه من المرور بالاتجاه المعاكس. الشكل (6) أدناه يبين رمز الديود وطرفيه واتجاه مرور التيار الكهربائي خلاله.



شكل (6) رمز الديود

يتكون الديود من اتصال بلورتين من السيليكون (أو الجرمانيوم) أحدهما موجبة والأخرى سالبة ، كما هو مبين في شكل (7) أدناه.



شكل (7) تركيب الديود

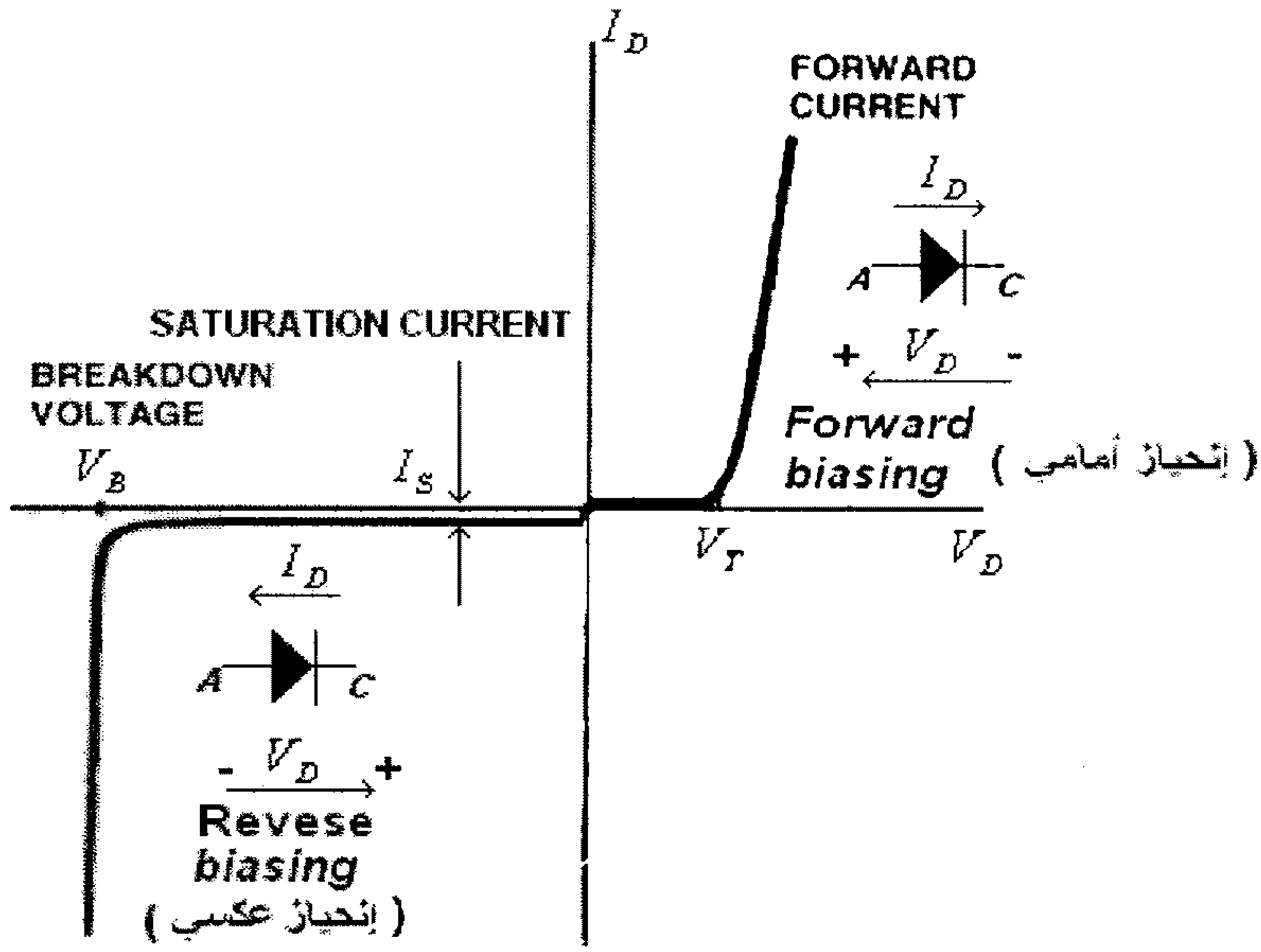
وعند توصيل البلورتين السالبة والموجبة (في مرحلة التصنيع) فإن الالكترونات والفجوات الموجودة في منطقة الإتصال سوف تتعادل مع بعضها لتشكل منطقة خالية من الشحنات تسمى منطقة الاستنزاف (depletion region). وعند تطبيق فرق جهد خارجي بحيث يكون القطب الموجب موصولاً مع المهبط (cathode) والقطب السالب موصولاً مع المصعد (anode) تتسع منطقة الاستنزاف ويصعب على الشحنات الكهربائية إجتيازها وبالتالي فإن الديود لا يستطيع تمرير التيار الكهربائي. أما عندما يتم تطبيق فرق جهد خارجي بحيث يكون القطب الموجب موصولاً مع المصعد (anode) والقطب السالب موصولاً مع المهبط (cathode) تنهار منطقة الاستنزاف ويصبح الديود موصلاً للتيار الكهربائي.

ونظراً لعدم أمكانية التنقية التامة لمادة السيليكون (أو الجرمانيوم) والتي تصنع منها البلورتان السالبة والموجبة للديود فسوف يكون هناك بعض الأيونات الموجبة في البلورة السالبة وكذلك بعض الأيونات السالبة أو الالكترونات الحرة في البلورة الموجبة.

ومما يجب ذكره أن كل من الأيونات الموجبة في البلورة السالبة والالكترونات أو الأيونات السالبة في البلورة الموجبة تسمى ناقلات التيار الأقلية (minority carriers)، بينما تسمى

الالكترونات في البلورة السالبة والايونات الموجبة في البلورة الموجبة ناقلات التيار الأغلبية (majority carriers).

والعلاقة بين فرق الجهد الكهربائي بين طرفي الديود، V_D، والتيار المار فيه، I_D، مبينة في الشكل التالي:



شكل (8) العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الديود والتيار المار فيه

من هذا الشكل يمكن إستنتاج مايلي:

- يكون الديود في حالة إنحياز أمامي (forward biased) أذا كان جهد المصعد (anode) أعلى من جهد المهبط (cathode).

- عند الإنحياز الأمامي للديود يبدأ الديود بأيصال التيار الكهربائي عندما يبلغ فرق الجهد بين طرفيه قيمة محددة تسمى فولطية العتبة (threshold voltage)، ويرمز لها بالرمز V_T.

- عند الإنحياز الأمامي للديود وعندما يكون فرق الجهد بين طرفي الديود أعلى V_T، فإن تغير قليل لفرق الجهد بين طرفي الديود يسبب تغيراً كبيراً للتيار المار فيه.

- يكون الديود في حالة إنحياز عكسي(reverse biased) أذا كان جهد المهبط (cathode) أعلى من جهد المصعد (anode).

- عندما يكون الديود في حالة ألانحياز العكسي يمر في الديود تيارٌ قليلٌ جداً يسمى تيار الإشباع (saturation current) أو تيار التسرب (leakage current).

- عند وصول فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود الى القيمة V_B والتي تسمى فولطية الانهيار (breakdown voltage) يزداد مقدار التيار العكسي المار في الديود بشكل كبير مما قد يؤدي الى تعطله.

- قيمة تيار الإشباع تبقى ثابتة (تقريباً) ولا تتغير بتغير مقدار فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود مادامت قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود أقل من V_B.

ملاحظة: هناك بعض الديودات مصممة لتعمل في حالة الإنحياز العكسي تسمى ثنائيات الزنر (zener diodes) ، وسنقوم بشرح خواصها فيما بعد.

وما يفسر تيار التسرب العكسي للديود والذي يسمى أيضاً تيار الإشباع (saturation current) هو وجود بعض الايونات الموجبة في البلورة السالبة للديود وكذلك بعض الالكترونات في البلورة الموجبة ، أي وجود ناقلات التيار الأقلية (minority carriers)، والناتجة عن وجود بعض الشوائب في بلورات السيليكون (أو الجرمانيوم) التي تصنع منهما البلورتان الموجبة والسالبة للديود. وعند تطبيق فرق جهد خارجي بحيث يكون القطب الموجب موصولاً مع المهبط (cathode) والقطب السالب موصولاً مع المصعد (anode) فأن الأيونات الموجبة الموجودة في البلورة السالبة ستنتقل الى البلورة الموجبة، وبنفس الوقت فإن الالكترونات الموجودة في البلورة الموجبة ستنتقل الى البلورة السالبة لتسبب حركة هذين النوعين من الشحنات معاً تيار التسرب (تيار الإشباع).

ويمكن وصف العلاقة بين تيار الديود وفرق الجهد بين طرفيه بمعادلة (Shockley)، وهي:

$$I_D = I_S.(e^{\frac{V_D}{nV_{Th}}} - 1) \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (1)$$

حيث:

I_D – التيار المار في الديود (diode current)

I_S – تيار الإشباع للديود (saturation current)

V_D – فرق الجهد (الفولطية) بين طرفي الديود (diode voltage)

n – معامل يعتمد على المادة المصنوع منها الديود، فللديود المصنوع من الجرمانيوم فإن $n = 1$ ، وللديود المصنوع من السيليكون فإن $n = 2$ عندما يكون التيار المار في الديود قليلاً، وتكون $n = 1$ عندما يكون التيار المار فيه كبيراً.

V_{Th} – تعتمد على درجة حرارة الديود وتسمى thermal voltage ، وتعطى بالعلاقة:

$$V_{Th} = \frac{KT}{q} \qquad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (2)$$

حيث:

K – ثابت Boltzman، $K = 1.38x10^{-23} J/^0 K$

T – درجة الحرارة المطلقة للديود.

q – شحنة الالكترون ، $q = 1.6x10^{-19} C$

وبتعويض قيمة V_{Th} من المعادلة (2) في المعادلة (1) ، ينتج:

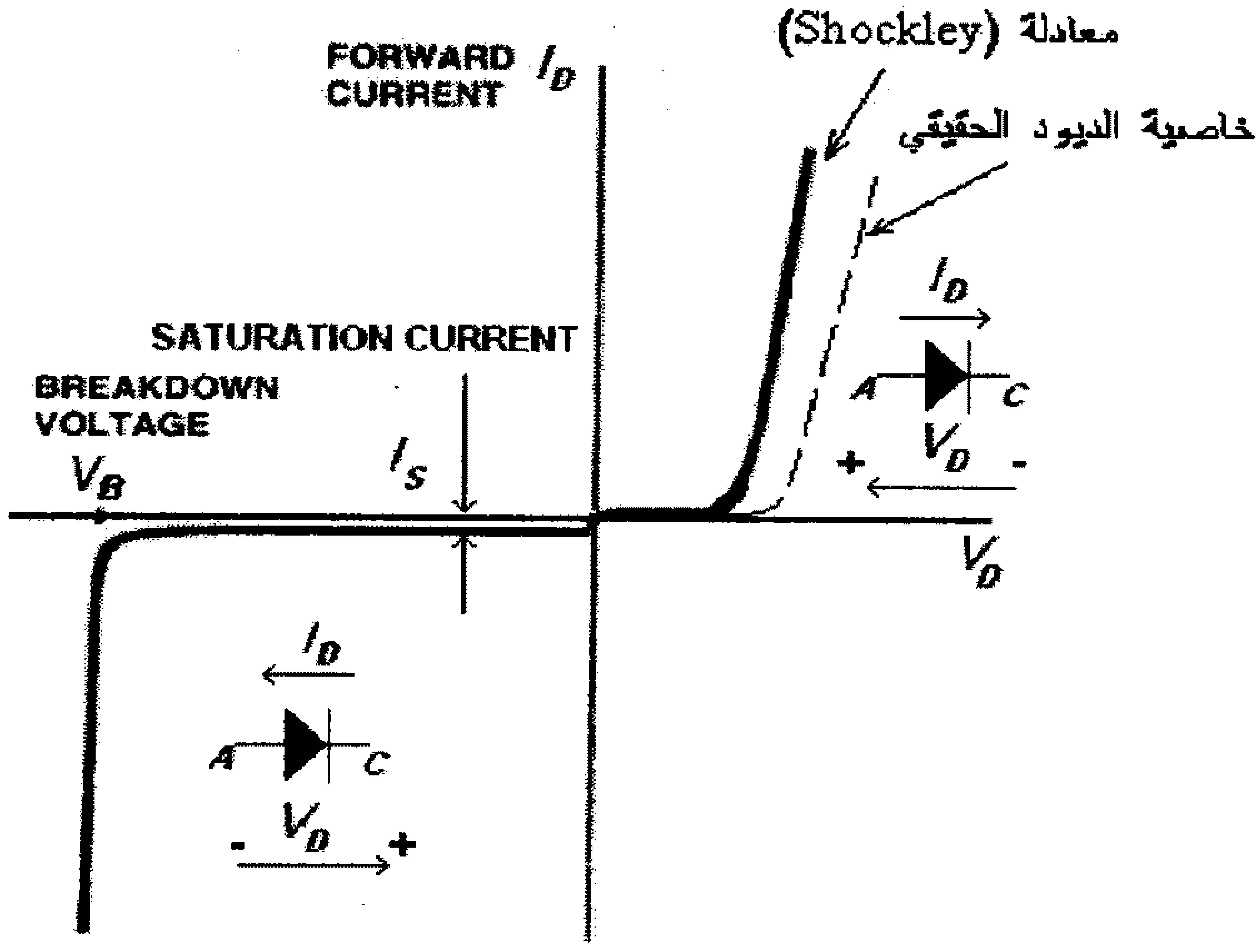
$$I_D = I_S.(e^{\frac{V_D.q}{n.K.T}} - 1) \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (3)$$

وبتعويض قيمة كل من قيمتي K و q في هذه المعادلة ، ينتج أن:

$$I_D = I_S.(e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} - 1) \ldots\ldots\ldots\ldots(4)$$

ومما يجب ذكره أن خاصية الديود الحقيقي (المبينة بالخط المتقطع في الشكل التالي) تكون مزاحة الى جهة اليمين قليلاً مقارنة مع تلك التي تمثلها معادلة (Shockley) وذلك بسبب مقاومة بلورتي الديود (body resistance) ومقاومة نقطتي توصيل الطرفين المعدنيين للديود مع بلورتيه (contact resistance). وقيمة هاتان المقاومتان معاً، والتي يرمز لها عادةً بالرمز r_B، هي:
$0.1\Omega \le r_B \le 2\Omega$

وبتطور وسائل تصنيع العناصر الالكترونية فأن هذه القيمة تتناقص دائماً لتقترب خاصية الديود الحقيقي مع تلك المحددة من معادلة (Shockley).



شكل (9) مقارنة خاصية الديود الحقيقي مع تلك المحددة بمعادلة Shockley

مثال (1): إذا كان التيار المار في الديود هو $I_D = 1mA$، وكان فرق الجهد بين طرفي الديود هو $V_D = 0.7V$ وكانت درجة حرارة بلورة الديود هي $27^0 C$. (أفرض $n = 1$)

أ) أحسب مقدار تيار الإشباع للديود، I_S

ب) أحسب فرق الجهد بين طرفي الديود، V_D، أذا كان التيار المار فيه هو $I_D = 5mA$

ج) أوجد مقدار التيار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $V_D = 0.75V$. وإذا تمت زيادة قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود بمقدار 5% ، أوجد مقدار الزيادة في تيار الديود.

الحل:

أ) درجة الحرارة المطلقة لبلورة الديود هي:

$$T^0 K = T^0 C + 273 = 27 + 273 = 300^0 K$$

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_S.(e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} - 1)$$

نجد:

$$I_S = \frac{I_D}{e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} - 1}$$

أي أن:

$$I_S = \frac{1x10^{-3}}{e^{\frac{11600(0.7)}{300}} - 1} = 1.76x10^{-15} A$$

ب) من معادلة Shockley، نجد:

$$V_D = \frac{n.T}{11600} \ln(\frac{I_D}{I_S} + 1)$$

أي أن:

$$V_D = \frac{300}{11600} \ln(\frac{5x10^{-3}}{1.76x10^{-15}} + 1) = 0.7416V$$

ج) من معادلة Shockley، وعند $V_D = 0.75V$، فإن:

$$I_D = 1.76x10^{-15}.(e^{\frac{11600(0.75)}{300}} - 1) = 6.9x10^{-3} A = 6.9mA$$

وعند زيادة فرق الجهد بين طرفي الديود بمقدار 5%، أي عندما يصبح فرق الجهد بين طرفي الديود هو :

$$V_D = 1.05(0.75) = 0.7875V$$

فإن التيار المار في الديود يكون:

$$I_D = 1.76x10^{-15}.(e^{\frac{11600(0.7875)}{300}} - 1) = 29.5x10^{-3} A = 29.5mA$$

أي أن التيار في الديود قد ازداد بمقدار: $\frac{29.5 - 6.9}{6.9} x100\% = 328\%$

(لاحظ الزيادة الكبيرة بتيار الديود، بالرغم من الزيادة القليلة لفرق الجهد بين طرفيه).

1.4 مقارنة بين ديودات السيليكون وديودات الجرمانيوم.

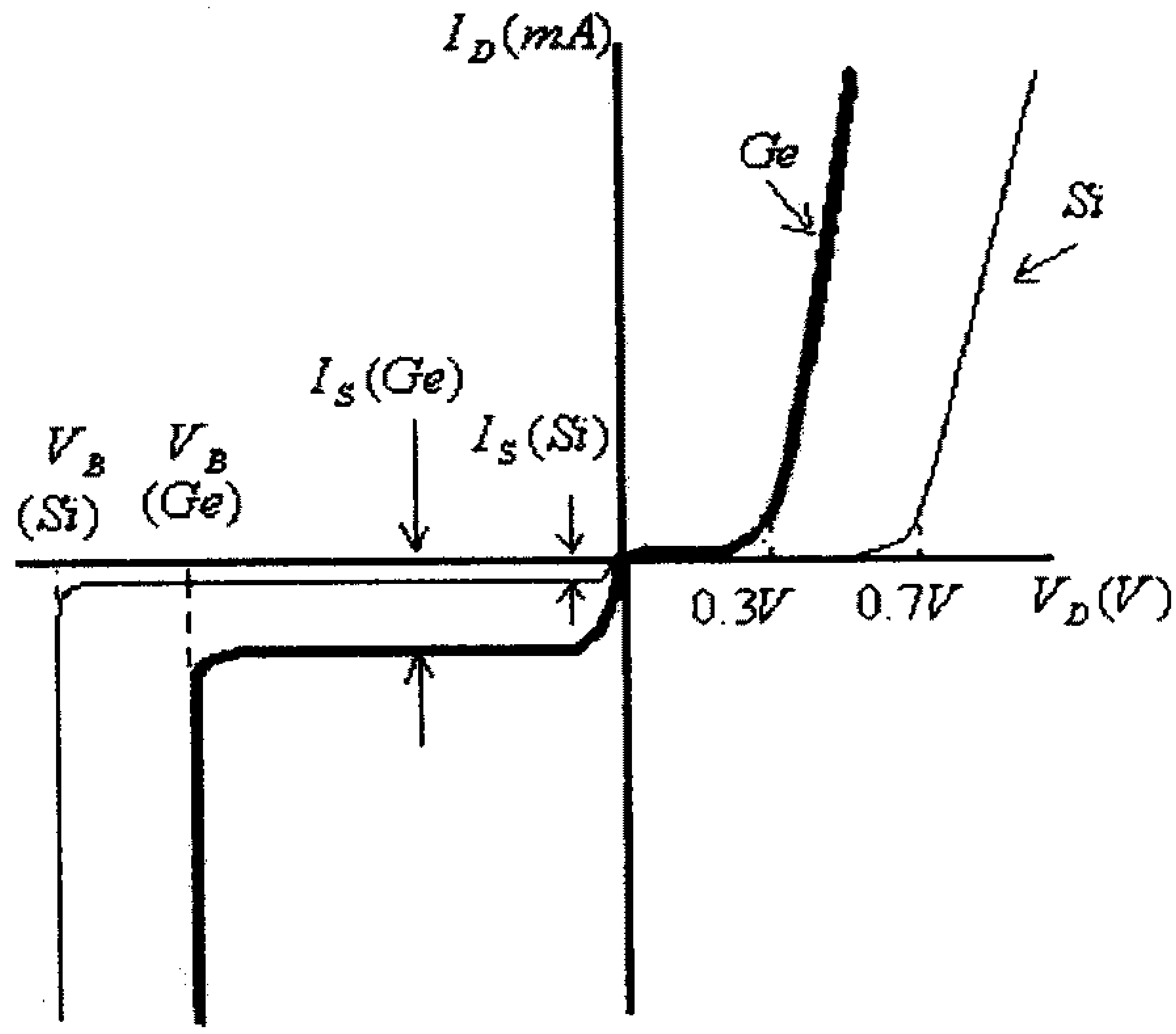
لقد ذُكر سابقاً أن مادتي السيليكون والجرمانيوم هما من أكثر المواد شبه الموصلة التي تصنع منها العناصر الالكترونية ومن ضمنها الديودات، ويستخدم السيليكون أكثر من الجرمانيوم في تصنيع الديودات (وباقي العناصر الالكترونية الأخرى) وذلك للمزايا التالية للديودات المصنوعة من السيليكون مقارنةً مع تلك المصنوعة من الجرمانيوم:

- تيار التسرب العكسي (تيار الإشباع، I_S) لديودات السيليكون أقل من تيار التسرب العكسي لديودات الجرمانيوم.
- تتحمل العناصر الالكترونية (ومن ضمنها الديودات) المصنوعة من السيليكون درجات حرارة أعلى من تلك التي تتحملها العناصر الالكترونية المصنوعة من الجرمانيوم، فيمكن لبلورات العناصر المصنوعة من السيليكون أن تتحمل درجة حرارة تقارب الـ $200^0 C$، بينما تتحمل بلورات العناصر المصنوعة من الجرمانيوم درجة حرارة بحدود الـ $100^0 C$.

- الجهد العكسي الذي تتحمله ديودات السيليكون أعلى من الجهد العكسي الذي تتحمله، عادةً، ديودات الجرمانيوم.

والصفة الوحيدة التي تمتاز بها ديودات الجرمانيوم على ديودات السيليكون هي أن فرق الجهد بين طرفي ديود الجرمانيوم والذي يبدأ عنده هذا الديود بإيصال التيار الكهربائي (جهد العتبة والتي رُمز لها سابقاً بـــ V_T) أقل من تلك لديود السيليكون. فلديود الجرمانيوم فأن $V_T \approx 0.3V$ ، بينما لديود السيليكون فإن $V_T \approx 0.7V$.

الشكل التالي يبين خاصيتي ديودين أحدهما مصنوع من السيليكون والأخر مصنوع من الجرمانيوم.



شكل (10) مقارنة بين خاصيتي ديودي الجرمانيوم والسيليكون

1.5 تأثير الحرارة على خواص الديود

تتغير خواص الديود عند تغير درجة حرارته، ويمكن تلخيص تأثير درجة الحرارة على خواص الديود بالبنود التالية:

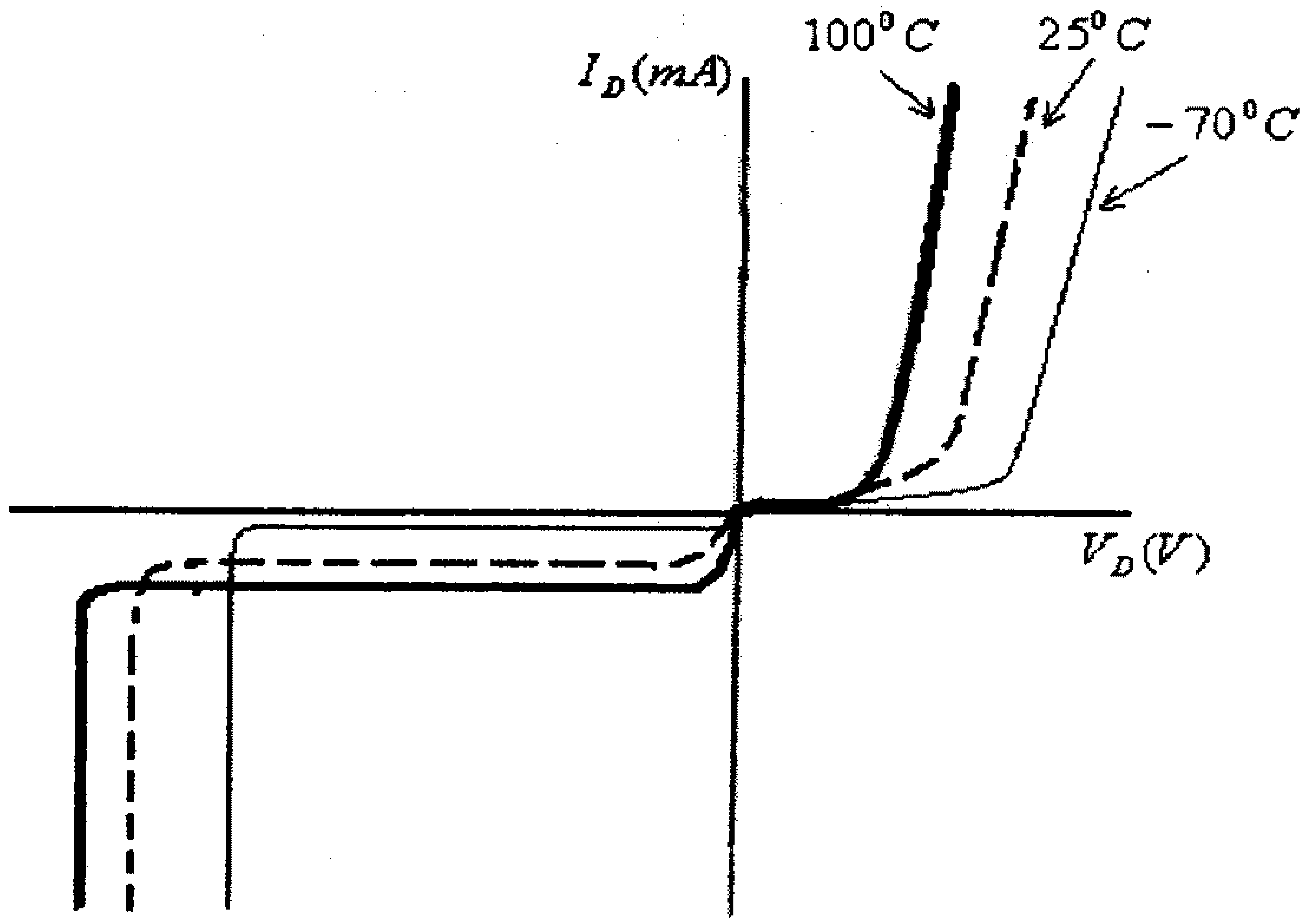
- يزداد تيار التسرب العكسي للديود (تيار الإشباع، I_S) بارتفاع درجة الحرارة، فللديود السيليكوني يتضاعف تيار التسرب العكسي تقريباً كلما ارتفعت درجة حرارة الديود حوالي

عشر درجات مئوية، ولديود الجرمانيوم فإن تيار التسرب العكسي يزداد بمقدار أكثر من ذلك.

- يقل مقدار فرق الجهد الذي يبدأ عنده الديود بإيصال التيار الكهربائي، V_T، بارتفاع درجة الحرارة.
- يقل مقدار فرق الجهد بين طرفي الديود (عند قيمة معينة للتيار خلاله) بارتفاع درجة الحرارة.
- يزداد مقدار فرق الجهد العكسي الأقصى الذي يتحمله الديود، V_B، بارتفاع درجة الحرارة.

أي أنه، وبشكل عام، يمكن القول أنه وبارتفاع درجة حرارة الديود فإن خاصيته تقترب من الخاصية المثالية، اذا إستثنينا ازدياد تيار التسرب العكسي للديود بارتفاع درجة الحرارة.

والشكل التالي يبين تغير خاصية الديود مع تغير درجة حرارته.



الشكل (11) تغير خاصية الديود مع تغير درجة حرارته

ومما يجب ذكره هنا أن تيار التسرب العكسي لديودات الجرمانيوم يتأثر بدرجة الحرارة أكثر من تيار التسرب العكسي لديودات السيليكون، ولعل هذه الخاصية والخواص الأخرى التي ذكرت سابقاً، والتي تمتاز بها ديودات السيليكون على ديودات الجرمانيوم هو الذي جعل إستخدام ديودات السيليكون أكثر شيوعاً في الأجهزة الالكترونية المختلفة.

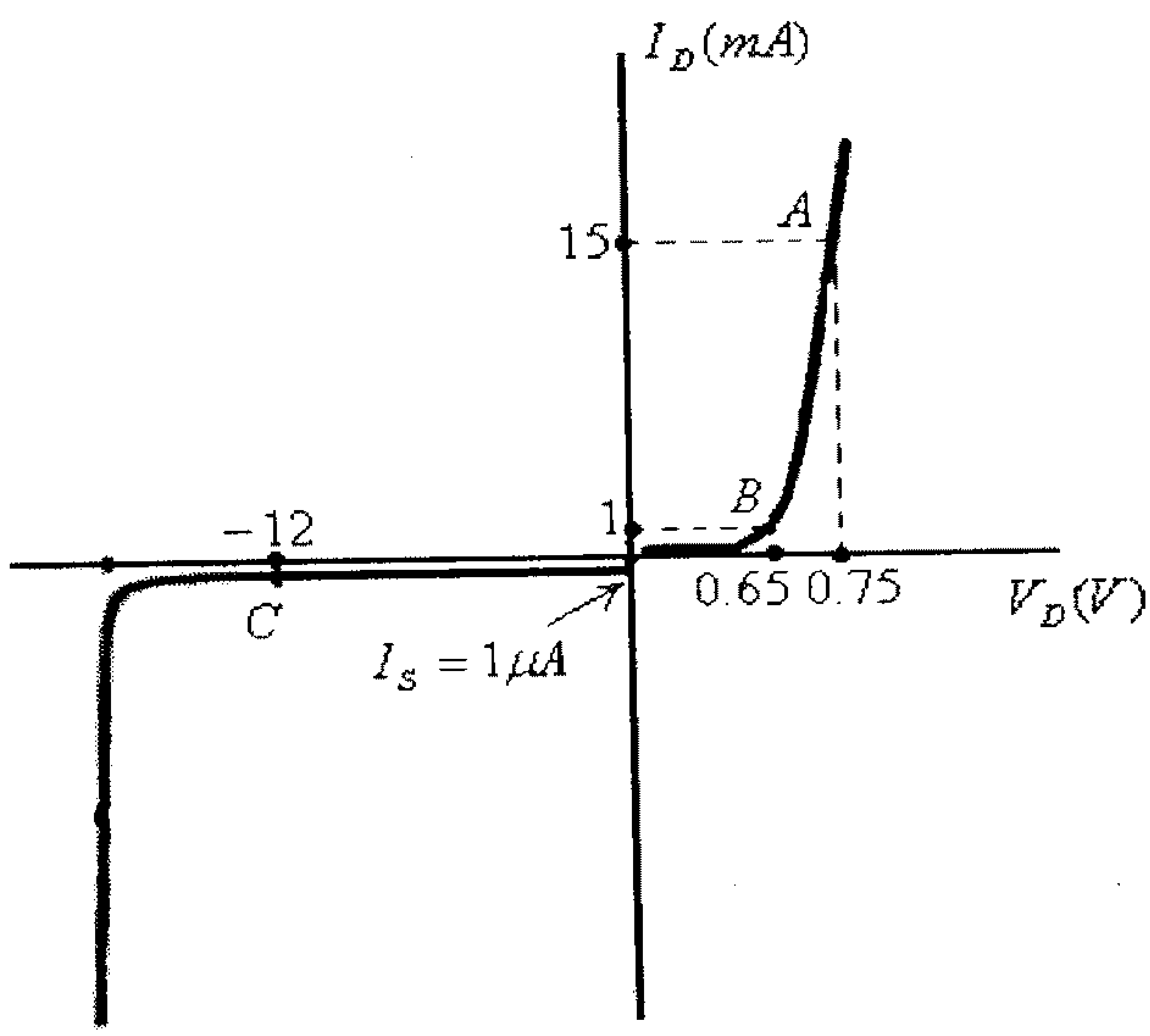
1.6 مقاومات الديود (Diode Resistances)

لقد لاحظت أن العلاقة بين تيار الديود وفرق الجهد بين طرفيه ليست خطية ، وذلك كما هو واضح من معادلة (Shockley) أو من الشكل (8) الذي يصف هذه العلاقة. لذا، وكما هو للعناصر غير الخطية الأخرى، فكثيراً ما يتم تعريف ثلاثة أنواع من المقاومات الكهربائية لوصف هذه العلاقة، وهي:

- **المقاومة الستاتيكية (static resistance):** وتعرف بأنها مقاومة الديود لمرور التيار الثابت خلاله، وهي (وكما للمقاومات الخطية) تساوي النسبة بين فرق الجهد بين طرفي الديود (V_D) والتيار المار فيه (I_D)، إي أن:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D}$$

مثال (2): للديود المبينة خاصيته بالشكل التالي ، أوجد المقاومات الستاتيكيه عند نقاط العمل المختلفة والمبينة على هذه الخاصية.



شكل(12)

الحل:

- عند النقطة A

$$R_{DA}=\frac{V_{DA}}{I_{DA}}=\frac{0.75}{15x10^{-3}}=50\Omega$$

- عند النقطة B

$$R_{DB}=\frac{V_{DB}}{I_{DB}}=\frac{0.65}{1x10^{-3}}=650\Omega$$

- عند النقطة C

$$R_{DC}=\frac{V_{DC}}{I_{DC}}=\frac{-12}{-1x10^{-6}}=12x10^{6}\Omega=12M\Omega$$

يلاحظ من هذا المثال مايلي:

- مقاومة الديود في حالة الانحياز العكسي عالية جداً.
- مقاومة الديود في الجزء الخطي من خاصية الديود في حالة الانحياز الأمامي هي الأقل، وتقل كلما زادت قيمة التيار المار في الديود.
- مقاومة الديود في حالة الانحياز الأمامي وعند قيم قليلة للتيار المار فيه (في بداية منحنى الخاصية) عالية نسبياً.

- **المقاومة الديناميكية (dynamic resistance)**: وتعرف بأنها النسبة بين تغير فرق الجهد بين طرفي الديود، ΔV_D، وتغير التيار المار فيه، ΔI_D، عندما يكون التغير في تيار الديود قليلاً. أي أن:

$$r_d=\frac{\Delta V_D}{\Delta I_D};\qquad \Delta I_D\rightarrow 0$$

ففي الشكل (13)، إذا كان التغير في فرق الجهد بين طرفي الديود، عند النقطة A، هو ΔV_D

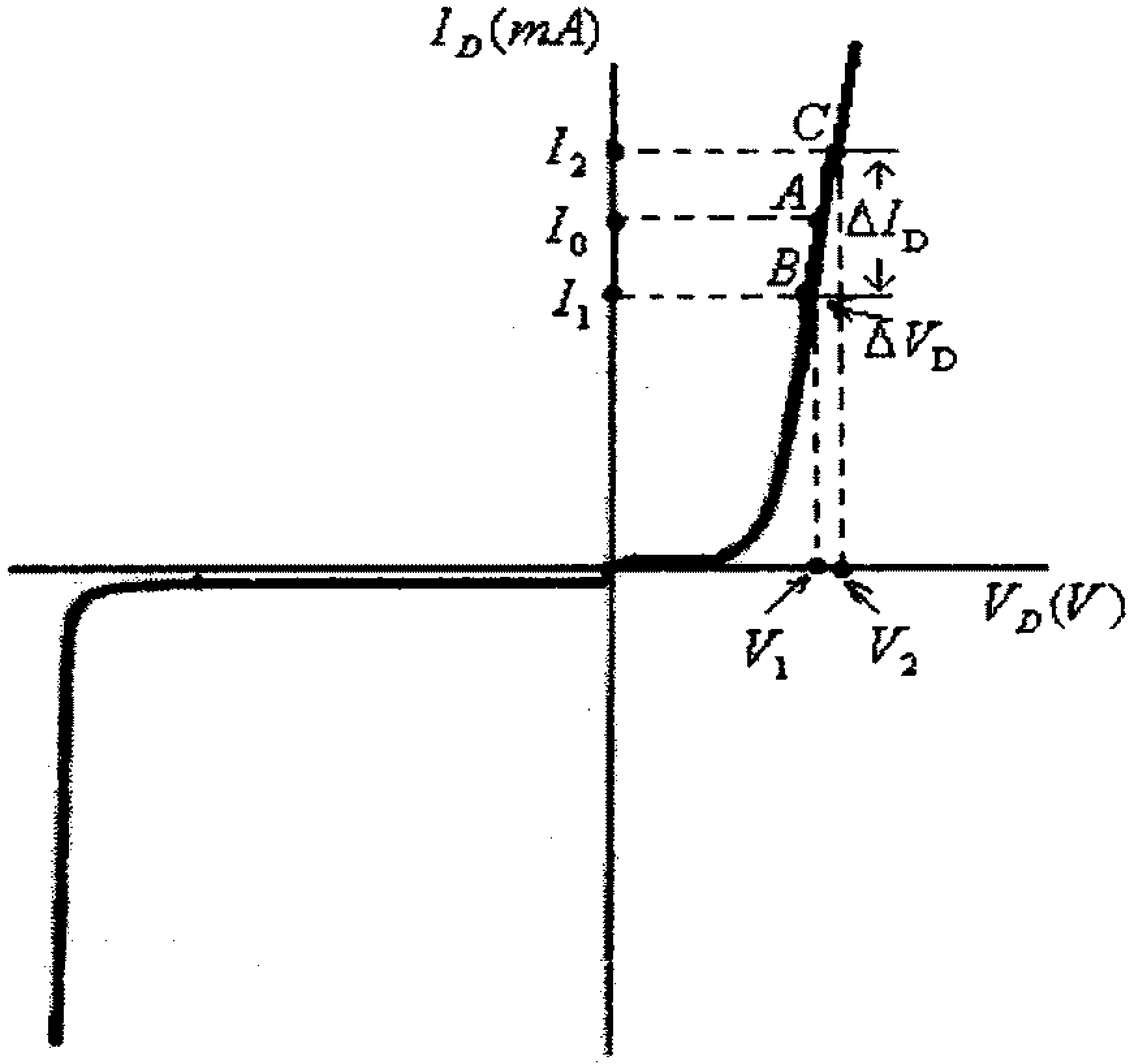
$$\Delta V_D=V_2-V_1$$

وكان التغير في تيار الديود هو ΔI_D

$$\Delta I_D=I_2-I_1$$

فإن المقاومة الديناميكية للديود، r_d، عند النقطة A ، هي:

$$r_d = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$



شكل (13)

من هذا الشكل يمكن الاستنتاج أن ميل الخط المستقيم الواصل بين النقطتين B و C يساوي $\frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{1}{r_d}$.

وبإستخدام معادلة Shockley يمكن ايجاد صيغة سهلة لأيجاد قيمة المقاومة الديناميكية للديود، فعندما يصبح التغير في فرق الجهد بين طرفي الديود صغيراً جداً، أي عندما يؤول التغير في فرق الجهد بين طرفي الديود الى صفر ، فأن:

$$\lim_{\Delta V_D \to 0} \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D} = \frac{dI_D}{dV_D} = \frac{1}{r_d}$$

ومن معادلة Shockley ، نعرف أن:

$$I_D = I_S.(e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} - 1)$$

وهذه المعادلة يمكن كتابتها بالشكل:

$$I_D = I_S . e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} - I_S$$

ولما كانت قيمة تيار الاشباع للديود ، I_S ، قليلة جداً ، فأنه يمكن إهمالها لتصبح المعادلة أعلاه:

$$I_D = I_S . e^{\frac{11600 V_D}{n.T}}$$

وبإشتقاق هذه المعادلة بالنسبة لـــ V_D، نجد:

$$\frac{dI_D}{dV_D} = I_S . e^{\frac{11600 V_D}{n.T}} (\frac{11600}{n.T}) = I_D (\frac{11600}{n.T})$$

وعند درجة حرارة $25^0 C$ ، فإن:

$$T = 25 + 273 = 298^0 K$$

وفي الجزء الخطي من خاصية الديود ($n = 1$)، فإن:

$$\frac{dI_D}{dV_D} = I_D (\frac{11600}{n.T}) = \frac{11600}{298} I_D = 38.9 I_D$$

أي أن:

$$r_d = \frac{dV_D}{dI_D} = \frac{1}{38.9 I_D} = \frac{0.026}{I_D} = \frac{26mV}{I_D}$$

ويجب الملاحظة أن قيمة المقاومة الديناميكية للديود الموصوفة بهذه المعادلة لا تأخذ بعين الإعتبار المقاومة الكهربائية لبلورة الديود (body resistance) ومقاومة نقطتي توصيل الطرفين المعدنيين للديود مع بلورته (contact resistance) واللتان تقدر قيمتهما ،كما ذكر سابقاً، بين 0.1Ω و 2Ω ، أي أن:

$$0.1\Omega \le r_B \le 2\Omega$$

وعند أخذ هاتين المقاومتين بعين الإعتبار ، تصبح المقاومة الديناميكية للديود:

$$r_d = \frac{26mV}{I_D} + r_B$$

مثال (3): في الشكل (13)، إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود والتيار المار فيه، عند النقطة B ، هما:

$$V_1 = 0.75V$$
$$I_1 = 7mA$$

وعند النقطة C :

$$V_2 = 0.77V$$
$$I_2 = 15mA$$

فإن قيمة المقاومة الديناميكية لهذا الديود، عند النقطة A ، هي:

$$r_d = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1} = \frac{0.77 - 0.75}{(15-7)x10^{-3}} = 2.5\Omega$$

مثال (4): قيمة المقاومة الديناميكية للديود عندما يكون التيار المار فيه هو $I_D = 11mA$ (وعند درجة حرارة $25^0 C$) هي:

$$r_d = \frac{26mV}{I_D} + r_B = \frac{26mV}{11mA} + r_B = 2.4\Omega + r_B$$

حيث:

$$0.1\Omega \le r_B \le 2\Omega$$

- **المقاومة المتوسطة (average resistance):** وتعرف بأنها النسبة بين تغير فرق الجهد بين طرفي الديود، ΔV_D ، وتغير التيار المار فيه، ΔI_D ، بين نقطتين معينتين من نقاط عمل الديود. أي أن:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D}$$

ففي الشكل (14) التالي، إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود، عند النقطة A ، هو V_A وتيار الديود عند تلك النقطة هو I_A ، وكان فرق الجهد بين طرفي الديود، عند النقطة B ، هو V_B وتيار الديود عند تلك النقطة هو I_B ، فإن:

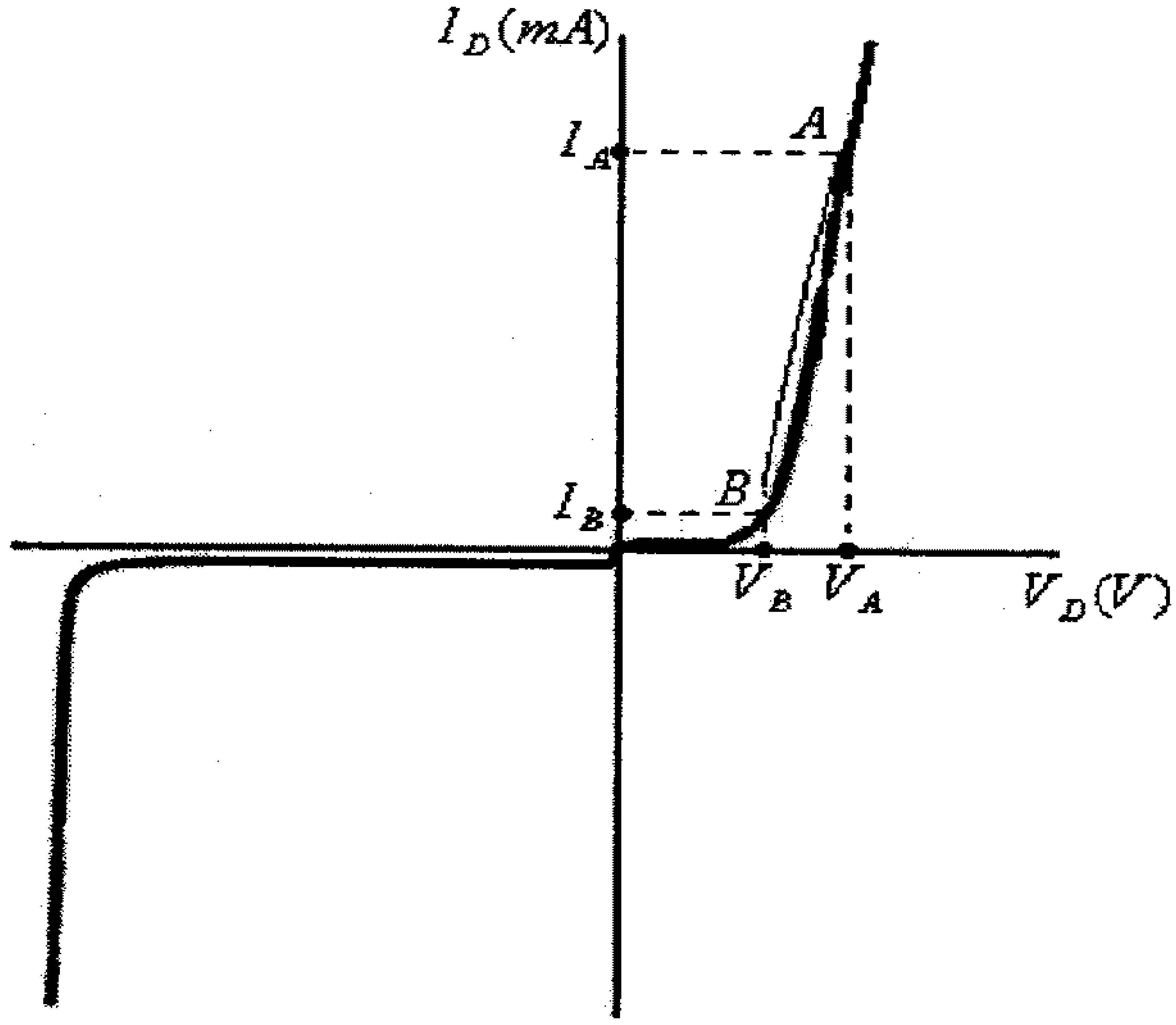
$$\Delta V_D = V_A - V_B$$

و

$$\Delta I_D = I_A - I_B$$

والمقاومة المتوسطة للديود، بين النقطتين A و B ، هي:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_A - V_B}{I_A - I_B}$$



شكل (14)

مثال (5): في الشكل (14)، إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود والتيار المار فيه، عند النقطة A ، هما:

$$V_A = 0.78V$$
$$I_A = 20mA$$

وعند النقطة B ، هما:

$$V_B = 0.72V$$
$$I_B = 8mA$$

فإن قيمة المقاومة المتوسطة لهذا الديود، بين النقطتين A و B ، هي:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{V_A - V_B}{I_A - I_B} = \frac{0.78 - 0.72}{(20 - 8)x10^{-3}} = 5\Omega$$

ألآن، وبعد أن تم تعريف معنى كل من مقاومات الديود المختلفة فأن المثال التالي يبين كيفية إستخدام كل من هذه المقاومات لحساب فرق الجهد بين طرفي الديود.

مثال (6): إذا كانت العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي ديود، V_D، والتيار المار فيه، I_D، كما هي مبينة في الجدول التالي:

$V_D(V)$	0.65	0.7	0.725
$I_D(mA)$	2	10	17

أ) أوجد المقاومة الستاتيكية لهذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$.

ب) أوجد المقاومة الديناميكية لهذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$.

ج) أوجد المقاومة المتوسطة لهذا الديود بين نقطتي العمل اللتين عندهما قيمتي التيار في الديود هما $2mA$ و $17mA$.

د) أوجد مقدار فرق الجهد بين طرفي هذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $11mA$.

هـ) أوجد مقدار فرق الجهد بين طرفي هذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $6mA$.

و) هل هذا الديود مصنوع من السيليكون أو من الجرمانيوم

الحل:

أ) من الجدول نجد أن فرق الجهد بين طرفي الديود، عندما يكون التيار المار فيه $10mA$، هو $0.7V$، وعليه تكون المقاومة الستاتيكية للديود هي:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{0.7}{10x10^{-3}} = 70\Omega$$

ب) المقاومة الديناميكية للديود، عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$، هي:

$$r_d' = \frac{26mV}{I_D} = \frac{26mV}{10mA} = 2.6\Omega$$

وبالأخذ بعين الأعتبار مقاومة جسم الديود ومقاومة التوصيلات (والتي تكون قيمتها ما بين 0.1Ω و 2Ω)، وبأخذ قيمة وسطية لها مثل $r_B = 1.4$، فإن المقاومة الديناميكية للديود تصبح:

$$r_d = r_d' + r_B = 2.6\Omega + 1.4\Omega = 4\Omega$$

ج) من الجدول نجد أن فرق الجهد بين طرفي الديود، عندما يكون التيار المار فيه $2mA$، هو $0.65V$ وأن فرق الجهد بين طرفي الديود، عندما يكون التيار المار فيه $17mA$، هو $0.725V$ ، وعليه، فإن:

– التغير في فرق الجهد بين طرفي الديود هو:

$$\Delta V_D = 0.725 - 0.65 = 0.075V$$

– التغير في تيار الديود هو:

$$\Delta I_D = 17mA - 2mA = 15mA$$

وبالتالي، تكون المقاومة المتوسطة للديود بين نقطتي العمل المذكورتين، هي:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{0.075}{15x10^{-3}} = 5\Omega$$

د) قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $11mA$، يتم ايجادها من قيمة المقاومة الديناميكية للديود عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$ (والتي تم حسابها سابقاً) وذلك لأن تغير تيار الديود في هذه الحالة يعتبر قليلاً. وعليه فأن التغير في فرق الجهد بين طرفي الديود هو:

$$\Delta V_D = r_d . \Delta I_D = 4(11-10)x10^{-3} = 4x10^{-3}V = 4mV$$

أي أن قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود عندما يكون التيار المار فيه $11mA$، هي:

$$V_D\big|_{11mA} = V_D\big|_{10mA} + \Delta V_D = 0.7 + 0.004 = 0.704V$$

هـ) قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $6mA$، يتم ايجادها من قيمة المقاومة المتوسطة والمحسوبة بين النقطتين اللتين عندهما تيار الديود هو $2mA$ و $10mA$، وذلك لأن قيمة التيار ($6mA$) هي قيمة متوسطة بين هاتين القيمتين.

القيمة المتوسطة لمقاومة الديود هي:

$$r_{av} = \frac{0.7 - 0.65}{(10-2)x10^{-3}} = 6.25\Omega$$

والتغير في فرق الجهد بين طرفي الديود هو:

$$\Delta V_D = r_{av}.\Delta I_D = 6.25(6-10)x10^{-3} = -25mV$$

وبالتالي، فإن:

$$V_D|_{6mA} = V_D|_{10mA} + \Delta V_D = 0.7 - 25x10^{-3} = 0.675V$$

ملاحظة: يمكن استخدام قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $2mA$ لحساب قيمة فرق الجهد بين طرفي الديود عندما يكون التيار المار خلاله هو $6mA$ ، وذلك كما يلي:

$$V_D|_{6mA} = V_D|_{2mA} + \Delta V_D$$

هنا:

$$\Delta V_D = r_{av}.\Delta I_D = 6.25(6-2)x10^{-3} = 25mV$$

أي أن:

$$V_D|_{6mA} = V_D|_{2mA} + \Delta V_D = 0.65 + 25x10^{-3} = 0.675V$$

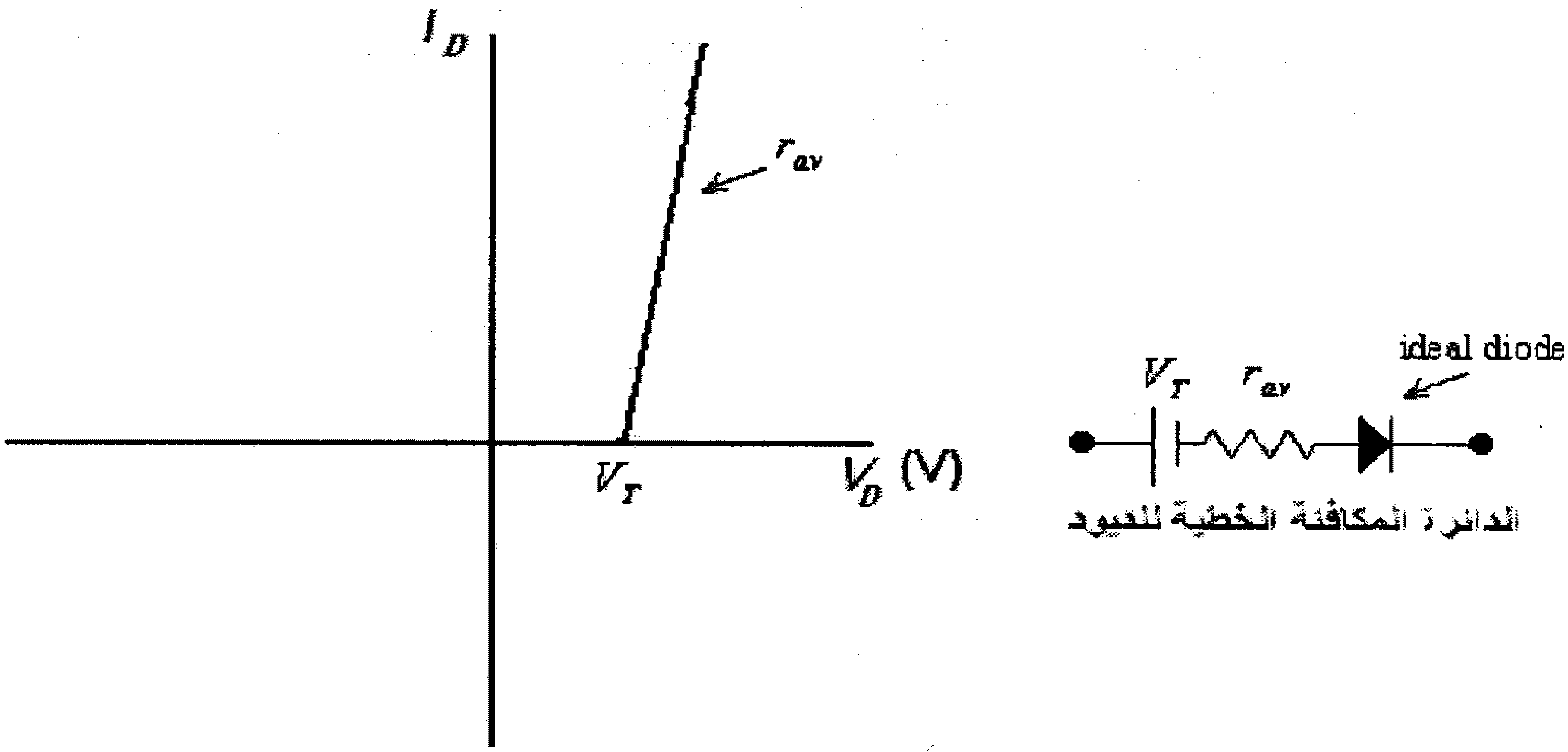
و) الديود مصنوع من السيليكون لأن فرق الجهد بين طرفيه بحدود $0.7V$

1.7 الدوائر المكافئة للديود

كثيراً، وعند دراسة الدوائر الكهربائية أو الالكترونية، ما يتم استبدال عنصر (أو أكثر) بدائرته المكافئة وذلك بهدف تبسيط دراسة هذه الدوائر. والدائرة المكافئة لعنصر ما هي دائرة كهربائية مكونة من مجموعة من العناصر الكهربائية الأُخرى (مقاومات، مكثفات، ملفات، مصادر جهد ، مصادر تيار...الخ) وتكافيء بعملها لحد ما (بدقة معقولة) العنصر الأصلي.

وفي حالة الدوائر الالكترونية التي تحوي ديود (أو مجموعة من الديودات)، وحسب الدقة في النتائج التي نرغب الحصول عليها عند دراسة هذه الدوائر، فيمكن أستبدال الديود بواحدة من الدوائر المكافئة الثلاث التالية:

- **الدائرة المكافئة الخطية للديود (Linear equivalent circuit):** بالعودة الى خاصية الديود المبينة في شكل (14) مثلاً، يمكن ملاحظة أن هذه الخاصية يمكن تبسيطها ورسمها كما هو مبين في شكل (15) التالي. من هذه الخاصية المُبسّطة للديود يمكن الاستنتاج أن الديود يمكن تمثيله بالدائرة المكافئة المبينة في نفس الشكل (شكل 15).



شكل (15) الدائرة المكافئة الخطية للديود

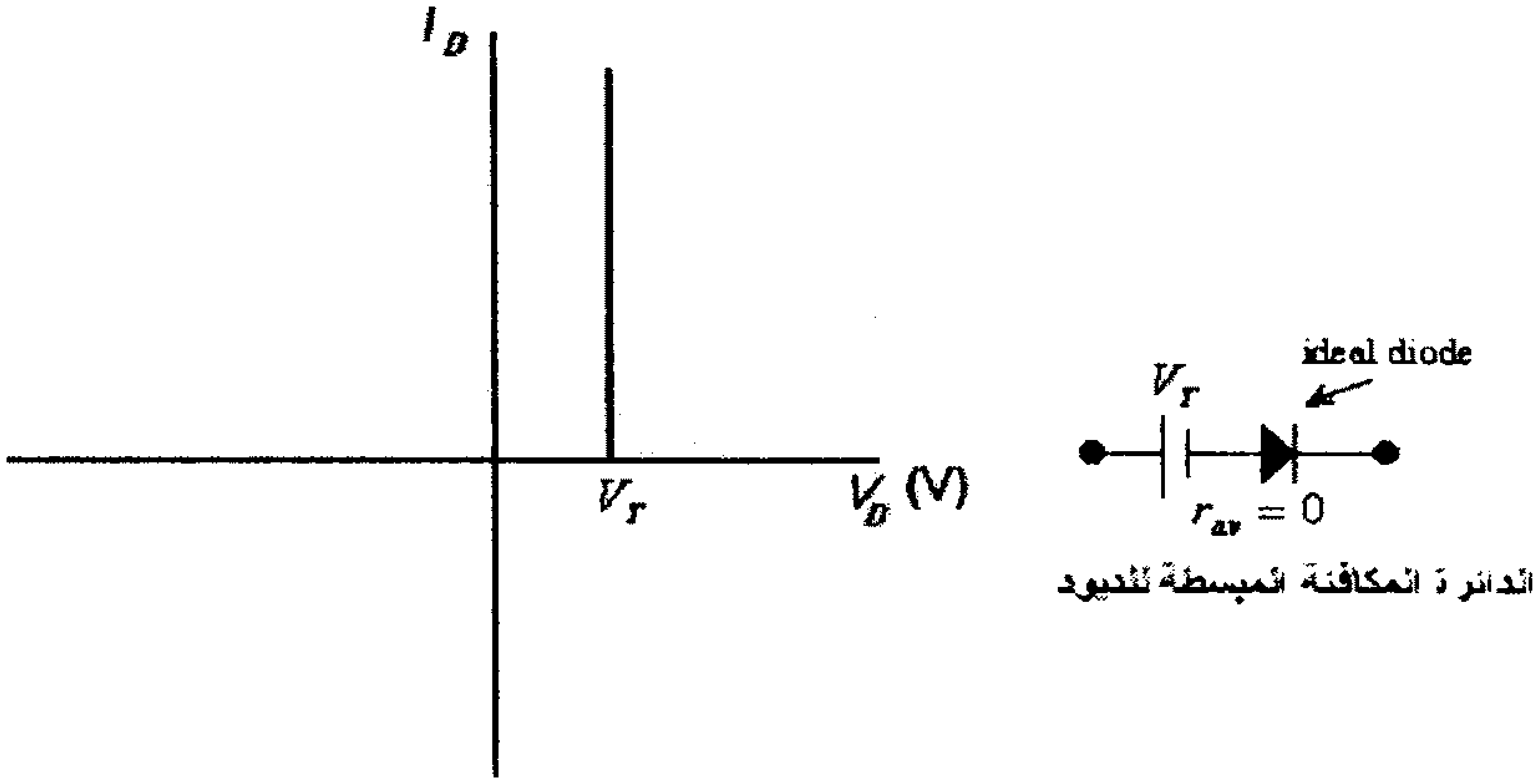
في هذه الدائرة المكافئة فإن:

V_T – تمثل قيمة الأنحياز الموجب للديود الذي يبدأ عنده الديود بالسماح للتيار الكهربائي بالمرور خلاله (جهد العتبة، V_T) . تذكر أن V_T للديود المصنوع من السيليكون تساوي $0.7V$ تقريباً وللديود المصنوع من الجرمانيوم فإن قيمة V_T حوالي $0.3V$

r_{av} – تمثل المقاومة المتوسطة للديود والتي تعكس زيادة فرق الجهد بين طرفي الديود عند ازدياد التيار المار فيه. وتجب الملاحظة أن ميل القطعة المستقيمة التي تمثل هذه المقاومة المتوسطة للديود هو : $\frac{1}{r_{av}} = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_D}$

الديود المثالي (ideal diode): ويمثل خاصية الديود بالسماح للتيار الكهربائي بالمرور خلاله بإتجاه واحد فقط (من المصعد الى المهبط).

- **الدائرة المكافئة المُبسّطة للديود (Simplified equivalent circuit)**: في الدائرة المكافئة الخطية للديود، التي شُرحت سابقاً، وفي حال افتراض أن فرق الجهد بين طرفي الديود لا يتغير بتغير التيار المار فيه فإننا نستطيع أعتبار أن قيمة r_{av} تساوي صفراً. الشكل التالي يبين خاصية الديود والدائرة المكافئة له في هذه الحالة.

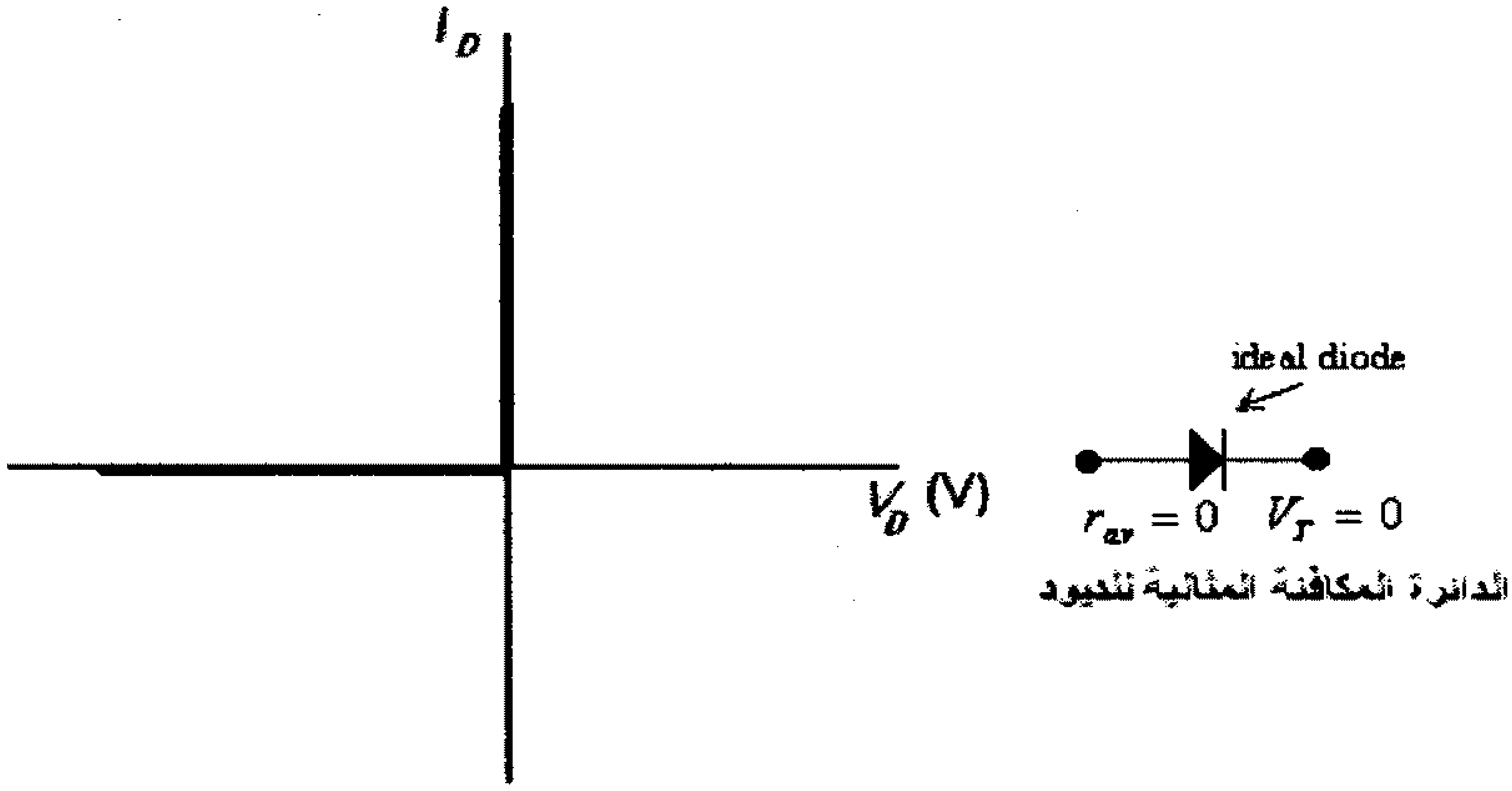


شكل (16) الدائرة المكافئة المبسطة للديود

الدائرة المكافئة المثالية للديود (Ideal equivalent circuit): في الدائرة المكافئة المُبسّطة للديود والمبينة في الشكل السابق وفي حال افتراض أن قيمة الأنحياز الموجب الذي يبدأ عنده الديود بايصال التيار الكهربائي تساوي صفراً ، أي أن:

$$V_T = 0$$

فأن الدائرة المكافئة للديود وخاصيته تصبحان كما هو مبين في شكل (17) التالي.

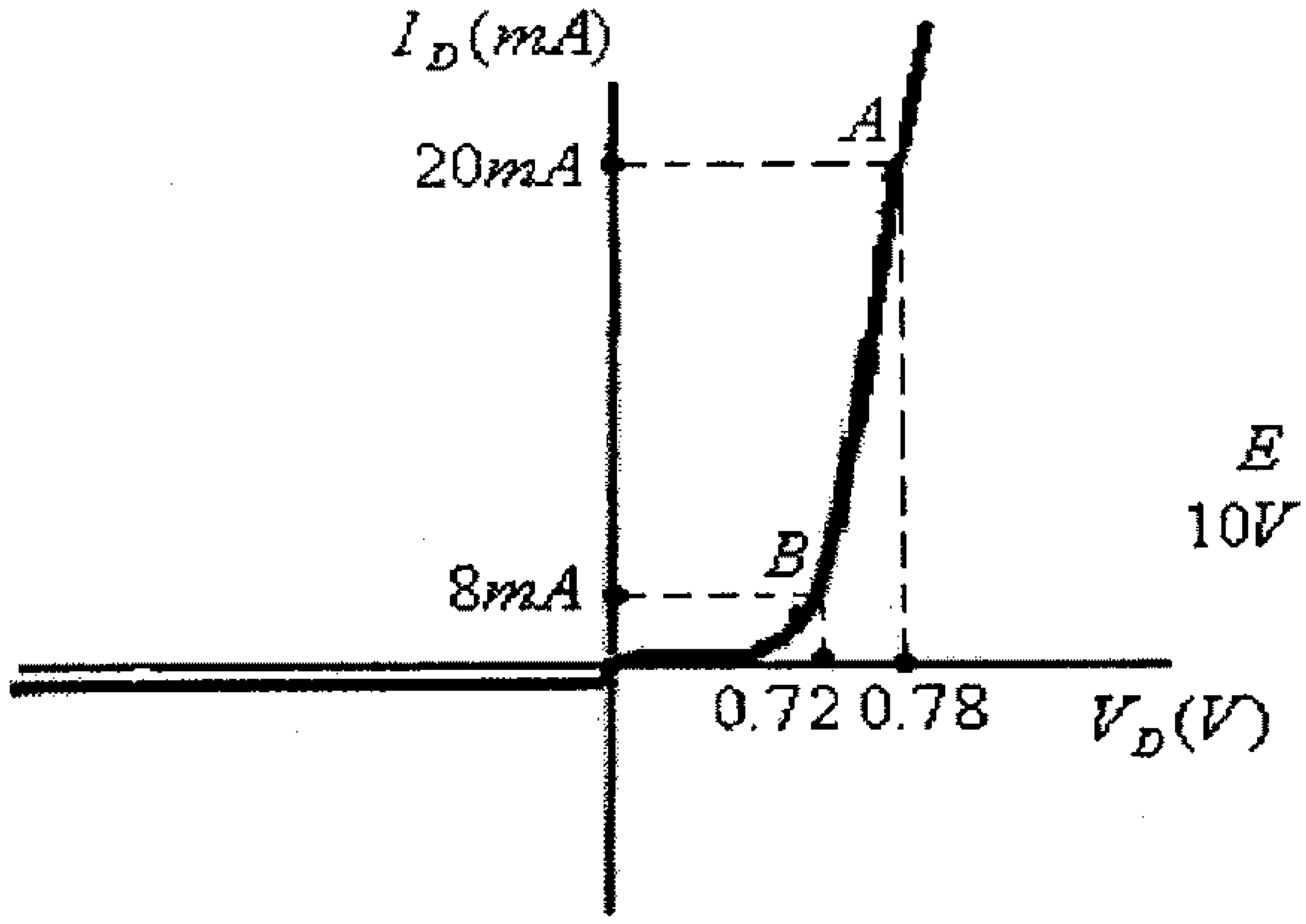


شكل (17) الدائرة المكافئة المثالية للديود

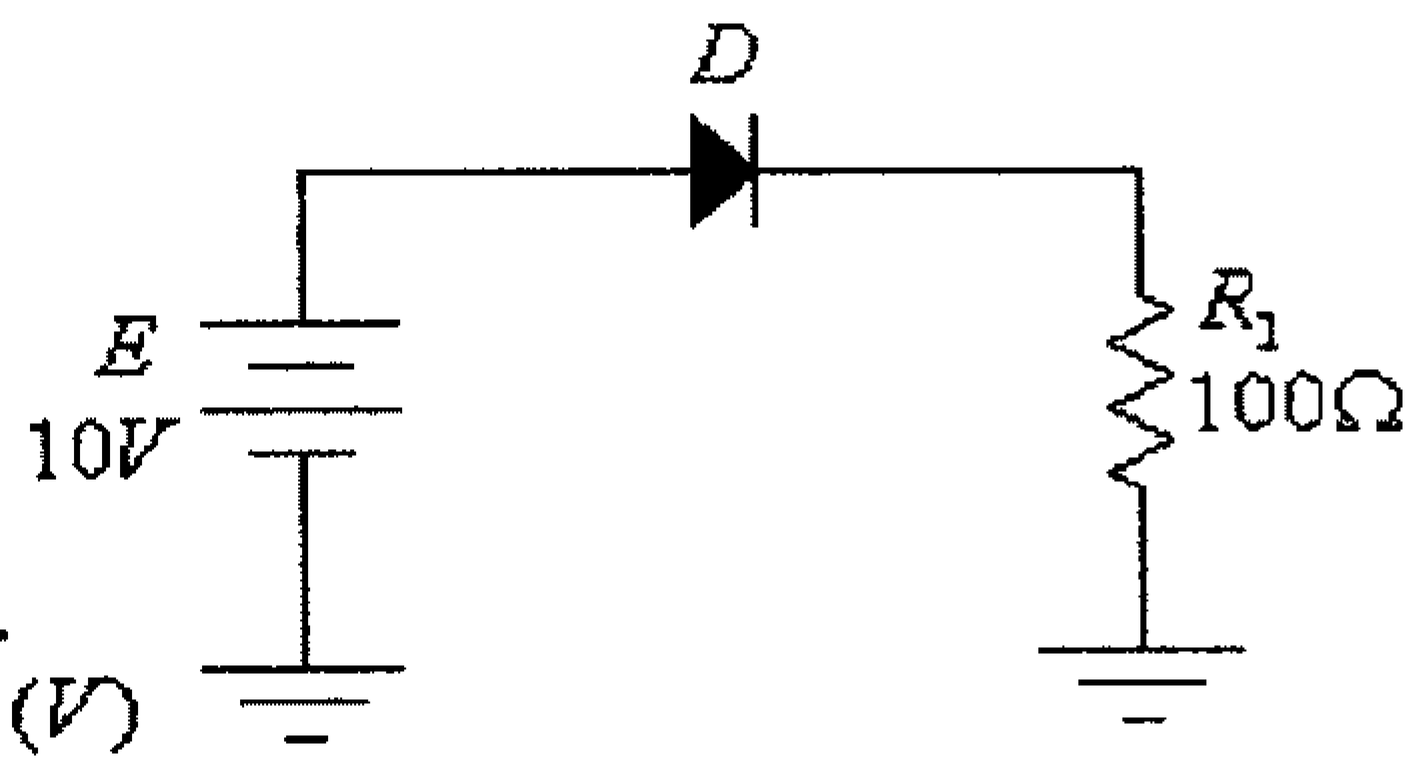
تلاحظ مما سبق أن كل دائرة من الدوائر المكافئة الثلاث المذكورة سابقاً تُدخل تبسيطاً معينا في خاصية الديود، ففي الدائرة المكافئة الخطية للديود (Linear equivalent circuit) تم إهمال الجزء المنحني من خاصية الديود والموجود عندما يكون فرق الجهد بين طرفي الديود قريبا من القيمة V_T، وفي الدائرة المكافئة المبسّطة للديود (Simplified equivalent circuit) فبالاضافة لالغاء الجزء المنحني من خاصية الديود تم أفتراض أن فرق الجهد بين طرفي الديود يبقى ثابتاً ولا يتغير بتغير التيار المار فيه، أما في الدائرة المكافئة المثالية للديود (Ideal equivalent circuit) فبالاضافة لإهمال الجزء المنحني من خاصية الديود واهمال تغير فرق الجهد بين طرفي الديود عند تغير التيار المار خلاله فقد تم أيضاً افتراض أن قيمة الانحياز الموجب الذي يبدأ عنده الديود بايصال التيار الكهربائي تساوي صفراً.

ومما يجب ذكره أيضاً أن استبدال الديود بأي من دوائره المكافئة السابقة سيسهل عملية دراسة وتحليل الدائرة الالكترونية (بسبب تبسيط العلاقات الرياضية التي تصف الدائرة المعنية)، ولكن سيسبب خطأً في النتائج التي سنحصل عليها، ولكن هذا الخطأ سيكون مقبولاً عند أختيار الدائرة المكافئة المناسبة.

مثال(7): مستخدماً الدوائر المكافئة المختلفة للديود، أوجد مقدار التيار المار في الدائرة المبينة في الشكل (18a)، إذا علمت أن خاصية الديود D مبينة في الشكل (18b)



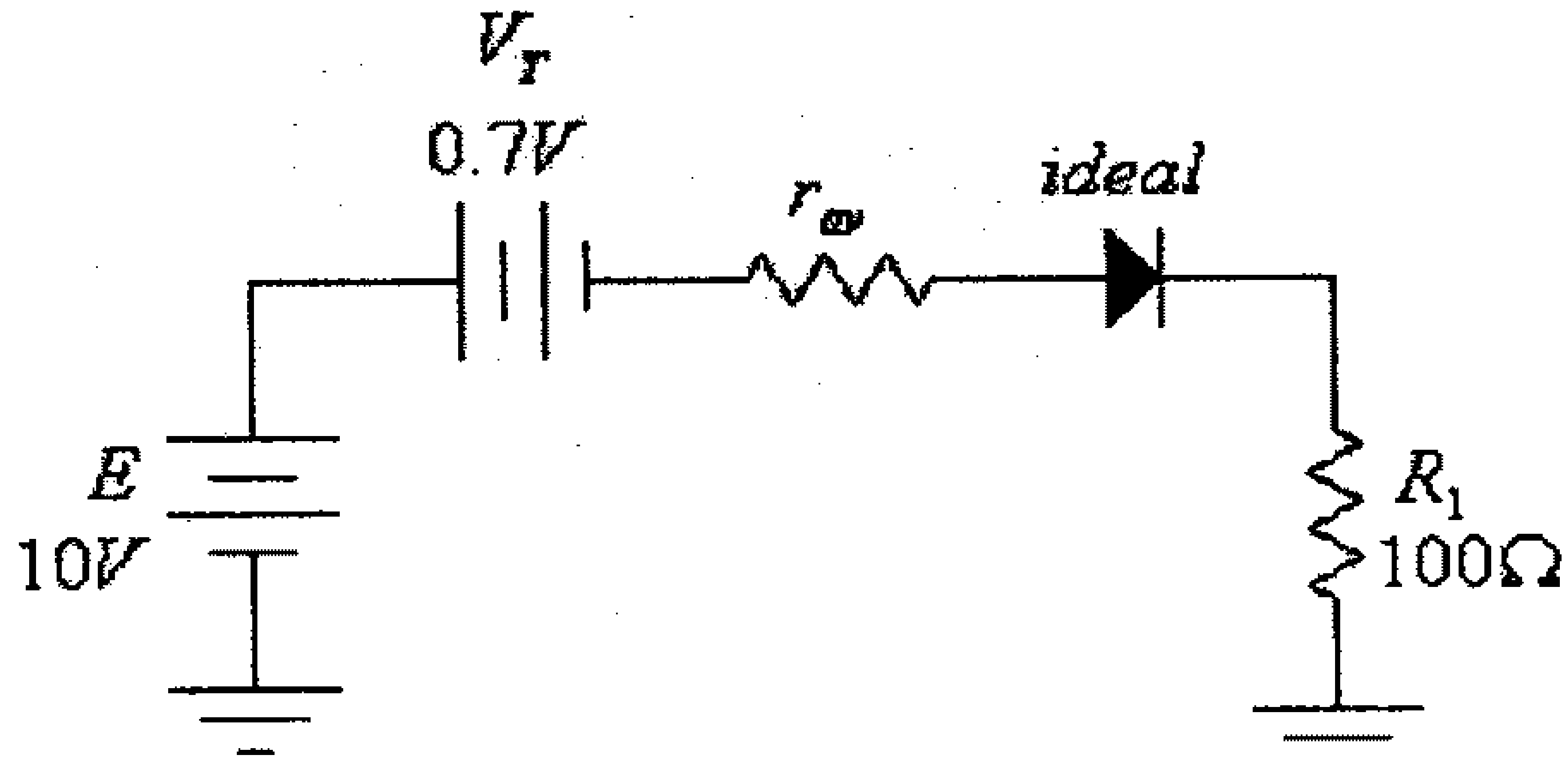
شكل (18b)



شكل (18a)

الحل:

أ) باستخدام الدائرة المكافئة الخطية للديود، تصبح هذه الدائرة كما يلي:



شكل (19)

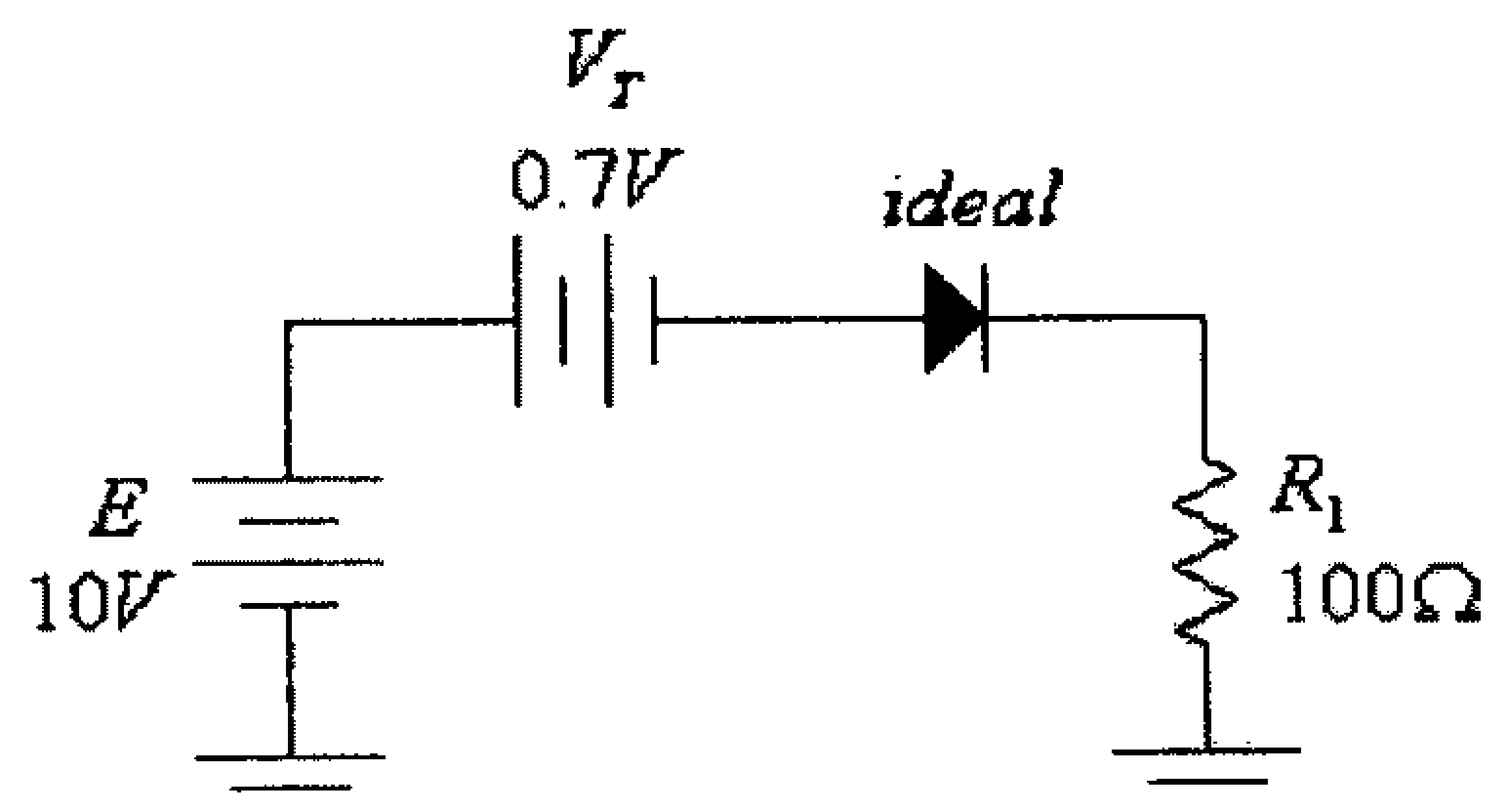
هنا، ومن خاصية الديود المعطاة في شكل (18b):

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{0.78 - 0.72}{(20-8)x10^{-3}} = 5\Omega$$

وبالتالي فإن:

$$I = \frac{E - V_T}{R_1 + r_{av}} = \frac{10 - 0.7}{100 + 5} = 0.0886A = 88.6mA$$

ب) باستخدام الدائرة المكافئة المُبسّطة للديود، تصبح هذه الدائرة كما يلي:

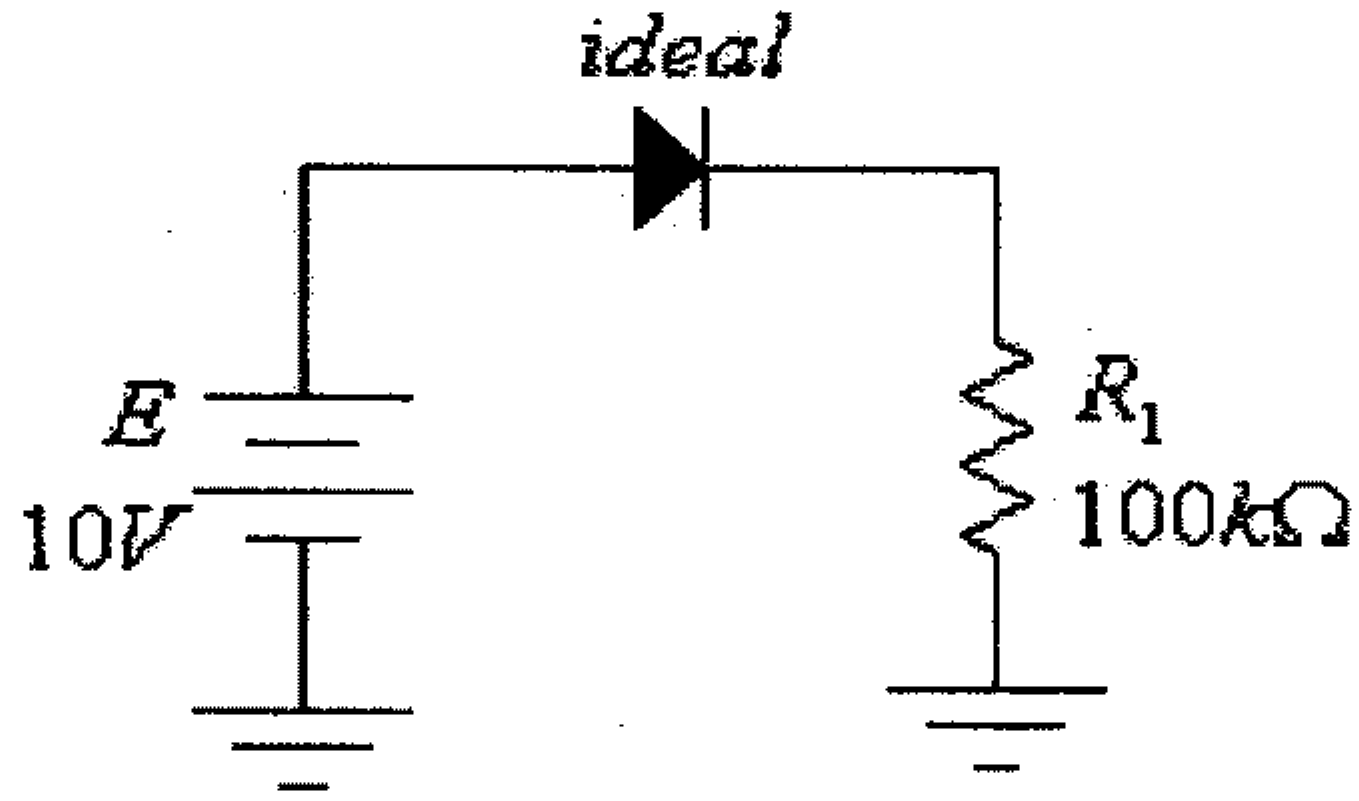


شكل (20)

أي أن:

$$I = \frac{E - V_T}{R_1} = \frac{10 - 0.7}{100} = 0.093A = 93mA$$

ج) باستخدام الدائرة المكافئة المثالية للديود، تصبح هذه الدائرة كما يلي:



شكل (21)

أي أن:

$$I = \frac{E}{R_1} = \frac{10}{100} = 0.1A = 100mA$$

مما سبق يصبح واضحاً، أن:

- الدائرة المكافئة المثالية للديود هي الأسهل استخداماً، ولكن الخطأ في النتائج التي نحصل عليها هو الأكبر وذلك لأننا بإستخدام الدائرة المكافئة هذه نهمل فرق الجهد بين طرفي الديود وكذلك مقاومته المكافئة، لذا يمكن استخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية وقيم المقاومات الموجودة في الدائرة الالكترونية التي ندرسها كبيرة نسبياً.

- الدائرة المكافئة المُبسّطة تعطي دقة أعلى من الدائرة المكافئة المثالية لأنها تأخذ بعين الأعتبار فرق الجهد بين طرفي الديود، ولكنها لا تأخذ بعين الإعتبار المقاومة المكافئة للديود، لذا يمكن استخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية في الدائرة الالكترونية التي ندرسها قليلة نسبياً أو كانت قيم المقاومات الموجودة في الدائرة التي ندرسها كبيرة نسبياً.

- الدائرة المكافئة الخطية للديود هي الأعلى دقة لأنها تأخذ بعين الإعتبار فرق الجهد بين طرفي الديود ومقاومته الداخلية، لذا يمكن إستخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية في الدائرة الالكترونية التي ندرسها قليلة نسبياً أو كانت قيم المقاومات الموجودة في الدائرة التي ندرسها قليلة نسبياً.

1.8 مواسعات الديود (Diode Capacitances)

من المعروف أن أي صفيحتين موصِلتين يفصل بينهما مادة عازلة تُشكل مكثفاً (capacitor)، وأن مواسعة هذا المكثف تعطى بالعلاقة:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}$$

حيث:

ε – هي السماحية الكهربائية (permittivity) أو ثابت العازلية للمادة بين صفيحتي المكثف.

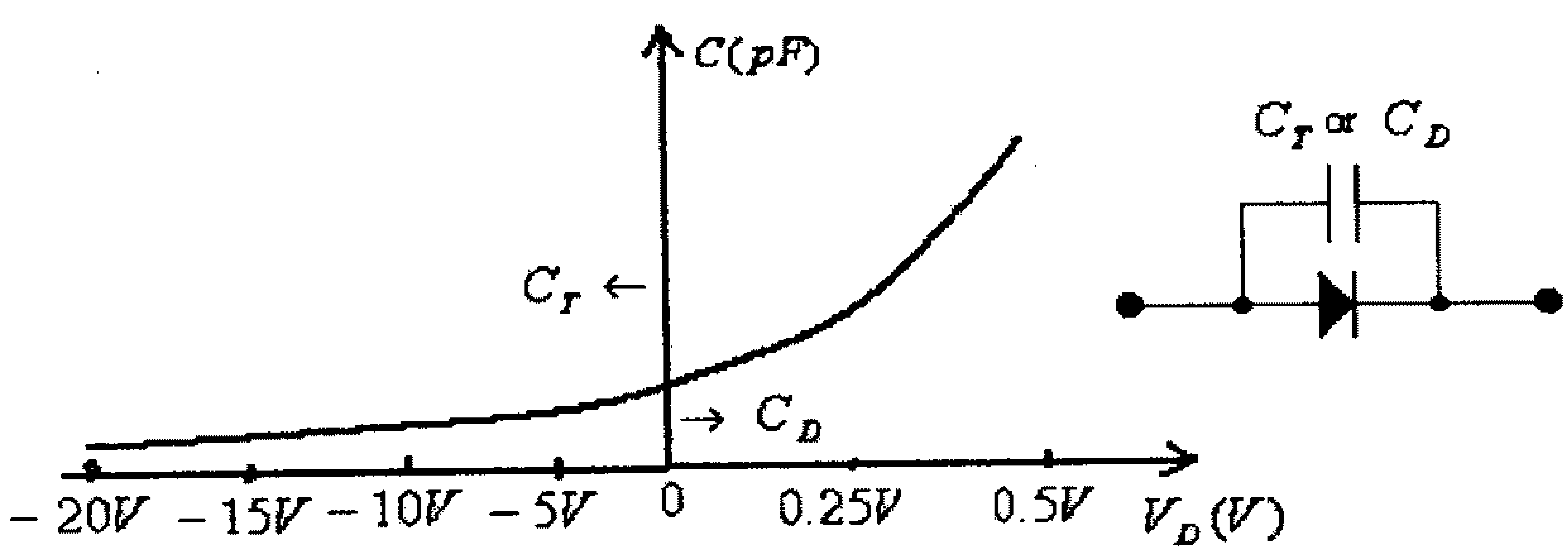
A – مساحة صفيحة المكثف.

d – البعد بين صفيحتي المكثف.

فعندما يكون الديود في حالة الانحياز العكسي (reverse-biased) فأن الشحنات الكهربائية ، وكما تم شرحه سابقاً، ستتجمع على حافتي منطقة الاستنزاف (depletion region) التي تشكل منطقة خالية من الشحنات الكهربائية، وبهذا فأن تركيب الديود سيكون مكافئاً لمكثف كهربائي. وتسمى المواسعة الكهربائية التي تتشكل في الديود في حالة الانحياز العكسي بـ (depletion-region capacitance) أو (transition capacitance) ويرمز لها بالرمز C_T. وعند زيادة جهد الإنحياز العكسي للديود فإن عرض منطقة الاستنزاف سيزداد مما يؤدي الى نقصان قيمة المواسعة الناتجة في الديود.

كما أن هناك مواسعة كهربائية أخرى تسمى (diffusion capacitance) أو مواسعة الانتشار، ويرمز لها بالرمز C_D، وهي تنتج عندما يكون الديود في حالة الانحياز الأمامي، وهذه المواسعة سببها الشحنات الكهربائية المنتشره في بلورتي الديود.

والشكل التالي يبين تغير مواسعة الديود بتغير فرق الجهد بين طرفيه.



شكل (22) العلاقة بين مواسعة الديود وفرق الجهد بين طرفيه

ومما يجب ذكره أن تأثير المواسعة الناتجة في الديود (بنوعيها) يمكن إهمالها عند الترددات المنخفضة ولكن يجب أخذها بعين الأعتبار في دوائر الترددات العالية وذلك لأن المفاعلة (reactance) الناتجة عن هذه المواسعة تكون قليلة ، مما يؤدي لمرور جزء من التيار الكهربائي خلالها وليس من خلال الديود.

هناك أنواع خاصة من الديودات والتي تُستغل فيها خاصية تغير مواسعتها الكهربائية بتغير جهد إنحيازها لبناء العديد من الدوائر الالكترونية وخاصة تلك التي تُستخدم في بعض دوائر التوليف (tuning) في أجهزة الراديو والتلفزيون وأنظمة الاتصالات المختلفة، وتسمى مثل هذه الديودات (varicaps).

1.9 زمن الإسترجاع العكسي (Reverse recovery time)

لقد عرفت سابقاً أن الديود وعندما يكون في حالة الإنحياز الأمامي ويمر التيار من خلاله، فإن هناك عدد كبير من الالكترونات تتحرك من البلورة السالبة (n-type material) الى البلورة الموجبة (p-type material)، كما أن هناك عدد كبير من الفجوات (holes) تتحرك من البلورة الموجبة (p-type material) الى البلورة السالبة (n-type material).

وعند تطبيق فرق جهد عكسي على الديود فأن الالكترونات المتواجدة في البلورة الموجبة ستعود الى البلورة السالبة (مكانها الأصلي) وكذلك فإن الفجوات المتواجدة في البلورة السالبة ستعود الى البلورة الموجبة (مكانها الأصلي).

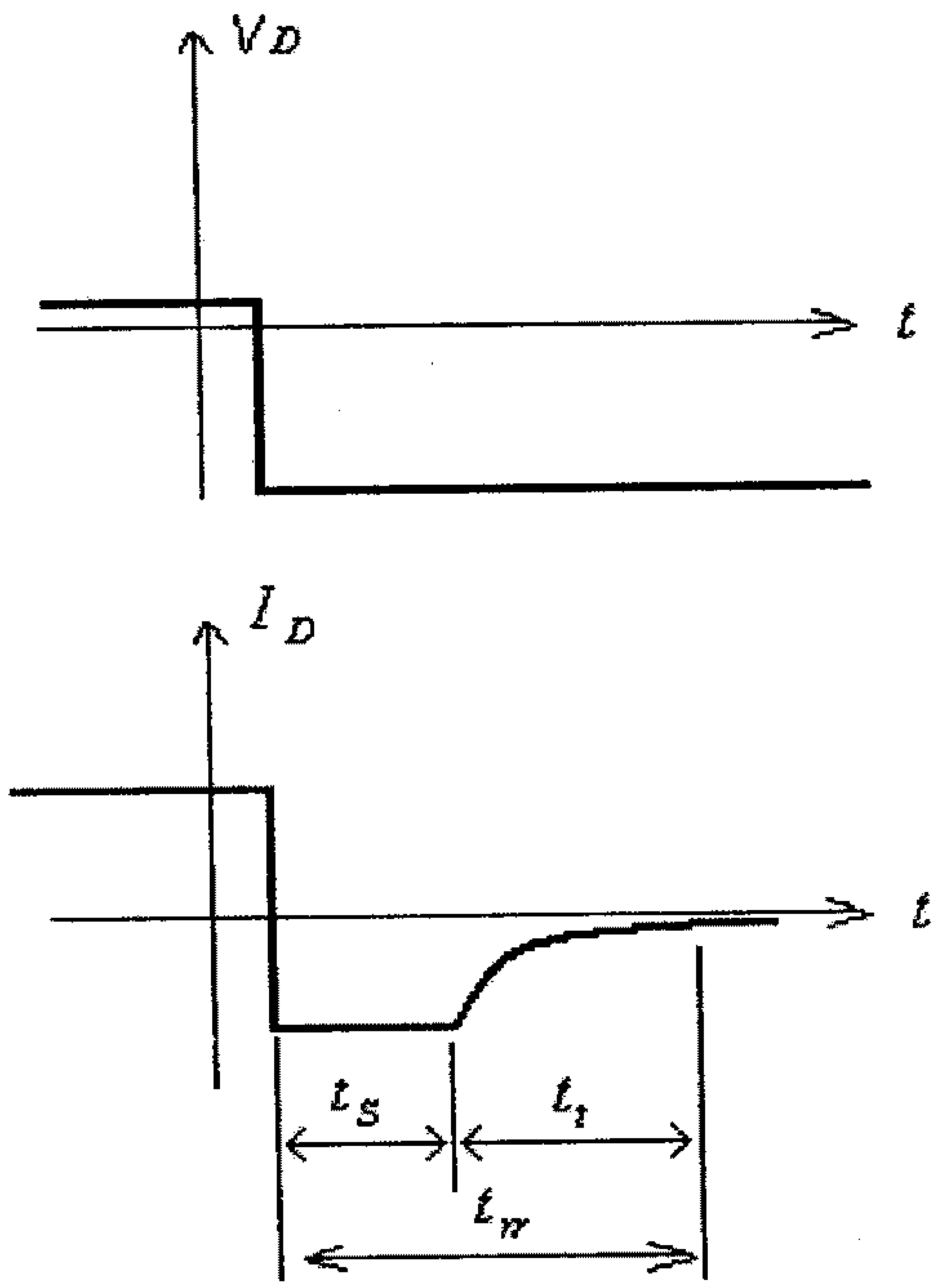
إن هذه الحركة للالكترونات والفجوات، والتي خلالها تعود الى بلورتها الأصلية، هو ما يفسر مرور التيار العكسي في الديود (ولفترة زمنية صغيرة تسمى storage time ورمز لها بـــ t_S)، ثم بعد ذلك تبدأ قيمة هذا التيار العكسي بالتناقص التدريجي (ولفترة زمنية صغيرة تسمى transition time ويرمز لها بـــ t_t).

والوقت اللازم حتى يسترجع الديود وضعه الأصلي عند تطبيق فرق جهد عكسي عليه يسمى زمن الإسترجاع العكسي (reverse recovery time) ويرمز له بالرمز t_{rr}، حيث:

$$t_{rr} = t_S + t_t$$

ومما يجب ذكره أن قيمة t_{rr} هي بحدود $1ns$ الى $1\mu s$.

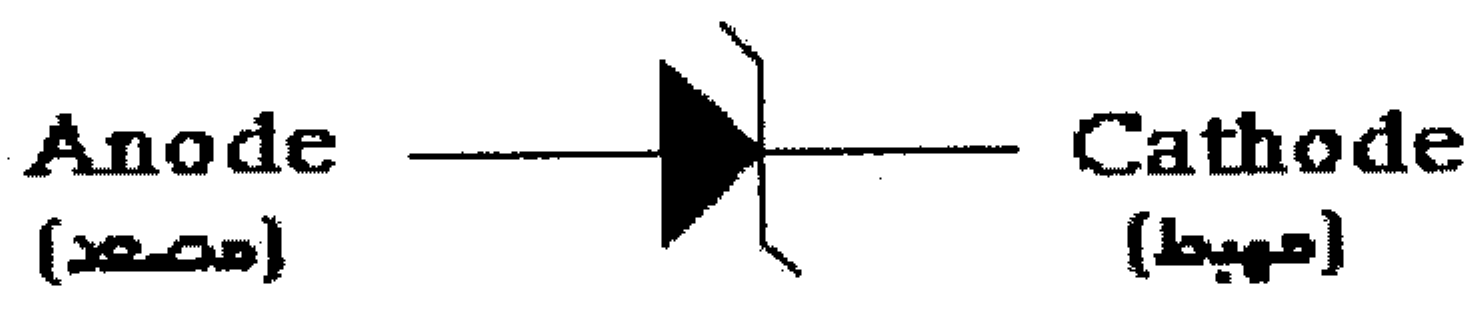
والشكل التالي يبين تغير التيار في الديود عند تغير قطبية فرق الجهد بين طرفيه.



شكل (23)

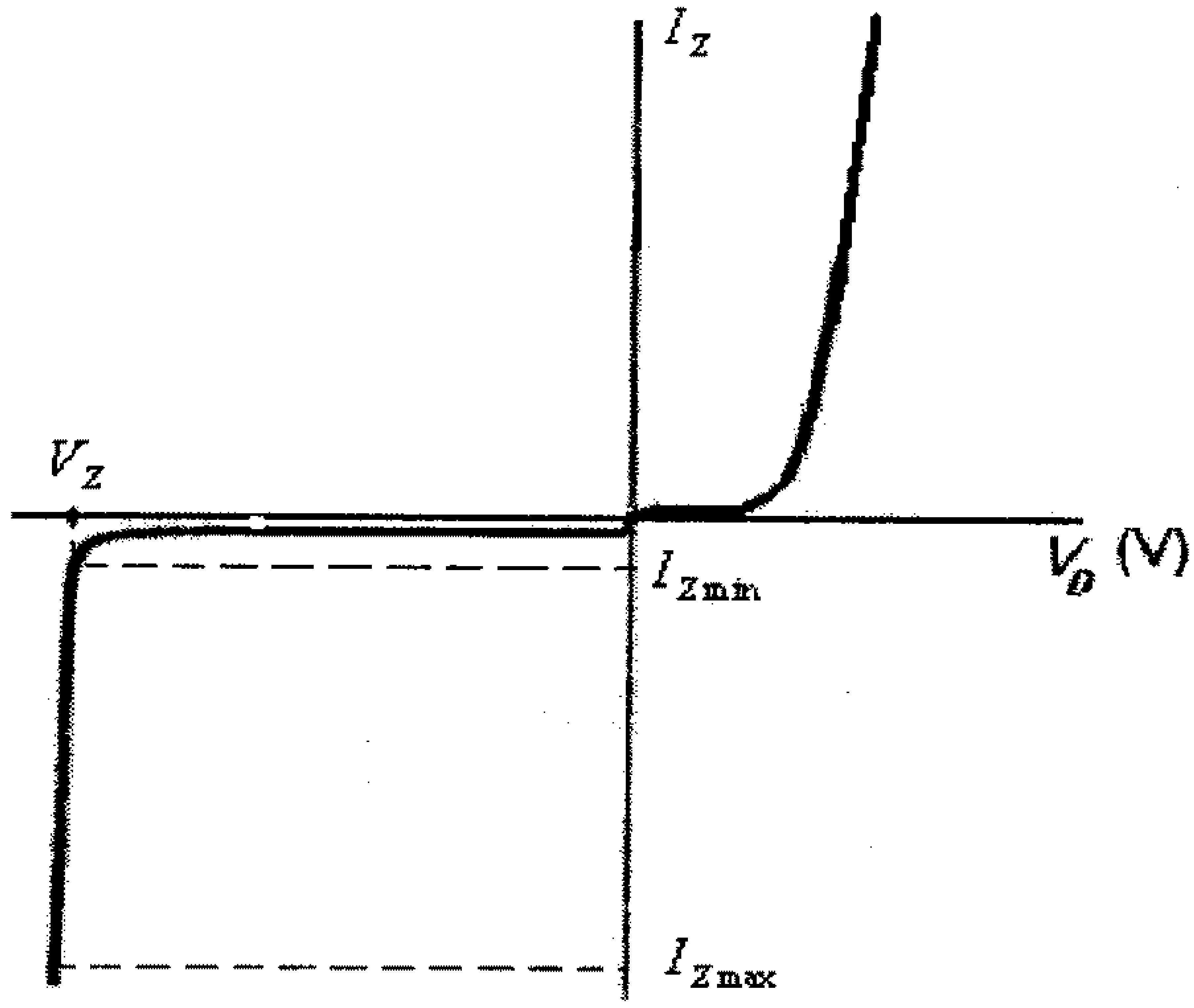
1.10 ثنائي الزنر (The Zener Diode)

وهي نوع خاص من الديودات مصمم ليعمل في حالة الأنحياز العكسي ويمتاز بثبات فرق الجهد بين طرفيه بالرغم من تغير التيار المار خلاله. الشكل (24) أدناه يبين رمز ثنائي الزنر وطرفيه.



شكل (24) ثنائي الزنر (The zener diode)

الشكل التالي يبين العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود والتيار المار فيه.



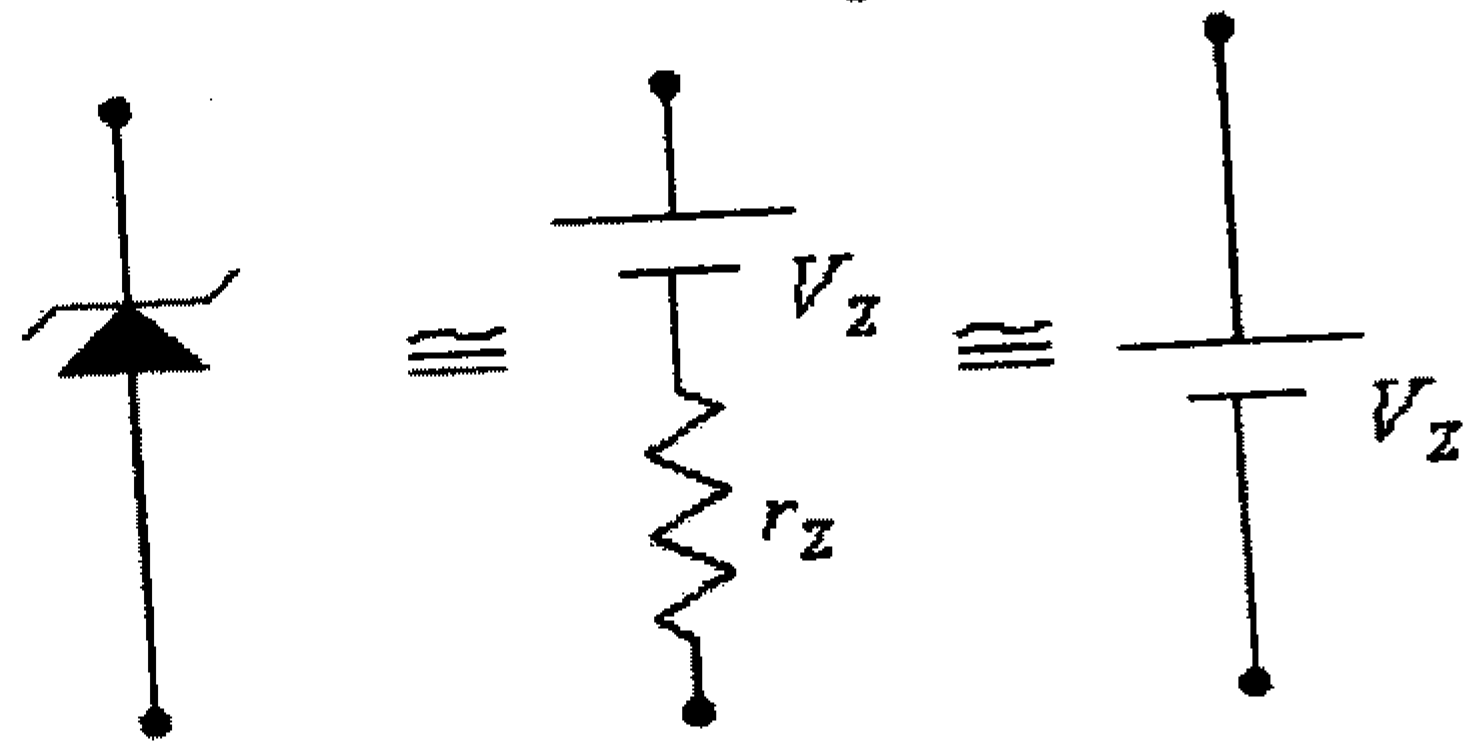
شكل (25)

من هذا الشكل يمكن الاستنتاج أنه:

- في حالة الإنحياز الأمامي (في الربع الأول من الشكل أعلاه) فأن العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود والتيار المار به تشبه تلك العلاقة التي للديود العادي، والتي شُرحت سابقاً.
- في حالة الإنحياز العكسي فأن فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود يبقى ثابتاً تقريباً (ويساوي القيمة V_Z) ، ما دام التيار المار في الزنر ديود محصوراً بين القيمتين $I_{Z\min}$ و $I_{Z\max}$.
- $I_{Z\max}$ هي القيمة القصوى المسموح بها للتيار في الزنر ديود.

ومما يجب ذكره أن قيمة V_z للزنر ديود تعتمد على نسبة تركيز الشوائب في البلورة التي يصنع منها الزنر ديود، وكلما كانت نسبة تركيز الشوائب أعلى كلما كانت قيمة V_z أقل. وبتغيير نسبة تركيز الشوائب في بلورة الزنر ديود يمكن تصنيع ديودات من هذا النوع وبقيم مختلفة لـــ V_z.

ومن خاصية الزنر ديود المبينة في الشكل (25) أعلاه يستنتج أن الدائرة المكافئة لهذا العنصر في حالة الإنحياز الأمامي تشبه تلك التي للديود العادي، أما في حالة الإنحياز العكسي فإن الدائرة المكافئة له فهي كما في الشكل التالي.



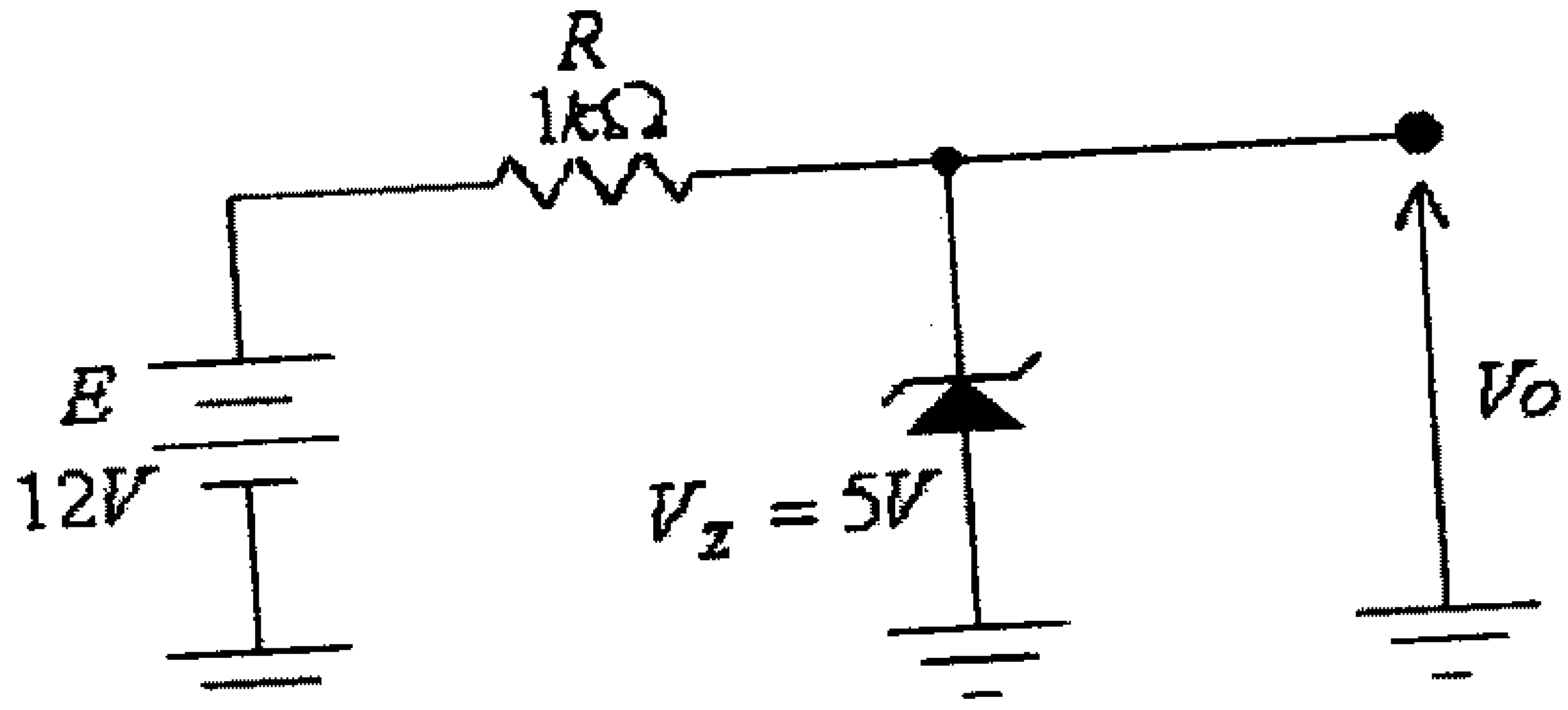
شكل (26) الدائرة المكافئة للزنر ديود

حيث r_Z تمثل المقاومة المتوسطة للزنر ديود في الفترة التي يتغير فيها التيار المار فيه بين القيمتين $I_{Z\min}$ و $I_{Z\max}$. ولما كانت قيمة r_Z قليلة جداً فيمكن اهمالها لتصبح الدائرة المكافئة للزنر ديود (في حالة الإنحياز العكسي) هي مصدر جهد مستمر مقداره V_Z.

ومما يجب ذكره أيضاً أن قيمة V_Z قد تتغير بتغير درجة حرارة الزنر ديود. ولقياس تأثير تغير درجة الحرارة على تغير القيمة V_Z، فإنه وكثيراً ما يُستخدم المعامل الحراري لـ V_Z، والذي يرمز له بالرمز T_C، ويُعرّف على أنه النسبة بين قيمة التغير النسبي لـ V_Z وتغير درجة الحرارة. أي أن:

$$T_C = \frac{\frac{\Delta V_Z}{V_Z}}{\Delta T} x100\% = \frac{\Delta V_Z}{V_Z . \Delta T} x100\%$$

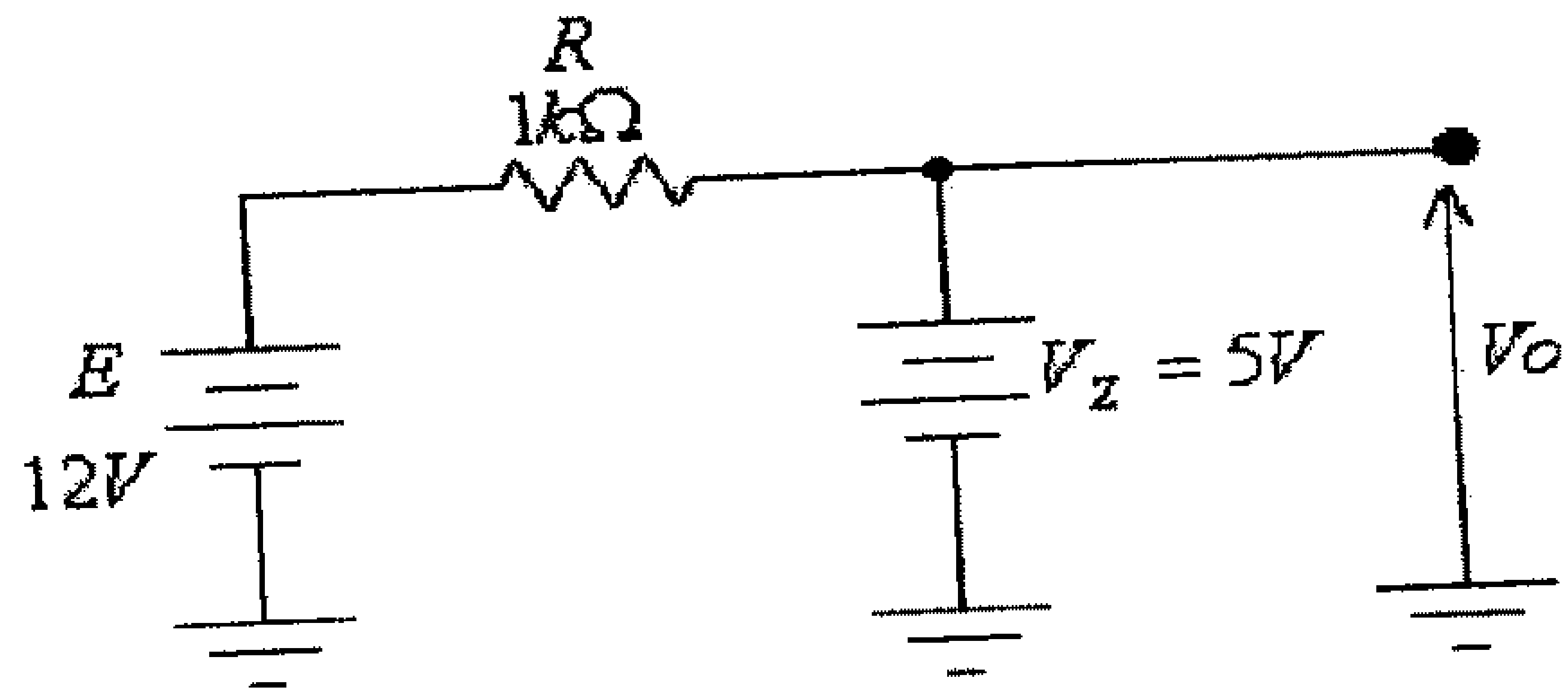
مثال (8): للدائرة التالية أوجد قيمة فرق الجهد المخرجي V_O ، وكذلك قيمة التيار المار في الزنر ديود والقدرة الكهربائية الضائعة فيه.



شكل (27)

الحل:

الزنر ديود في هذه الدائرة هو بحالة إنحياز عكسي، لذا وبعد إستبداله بدائرته المكافئة، تصبح الدائرة، كما يلي:



شكل (28)

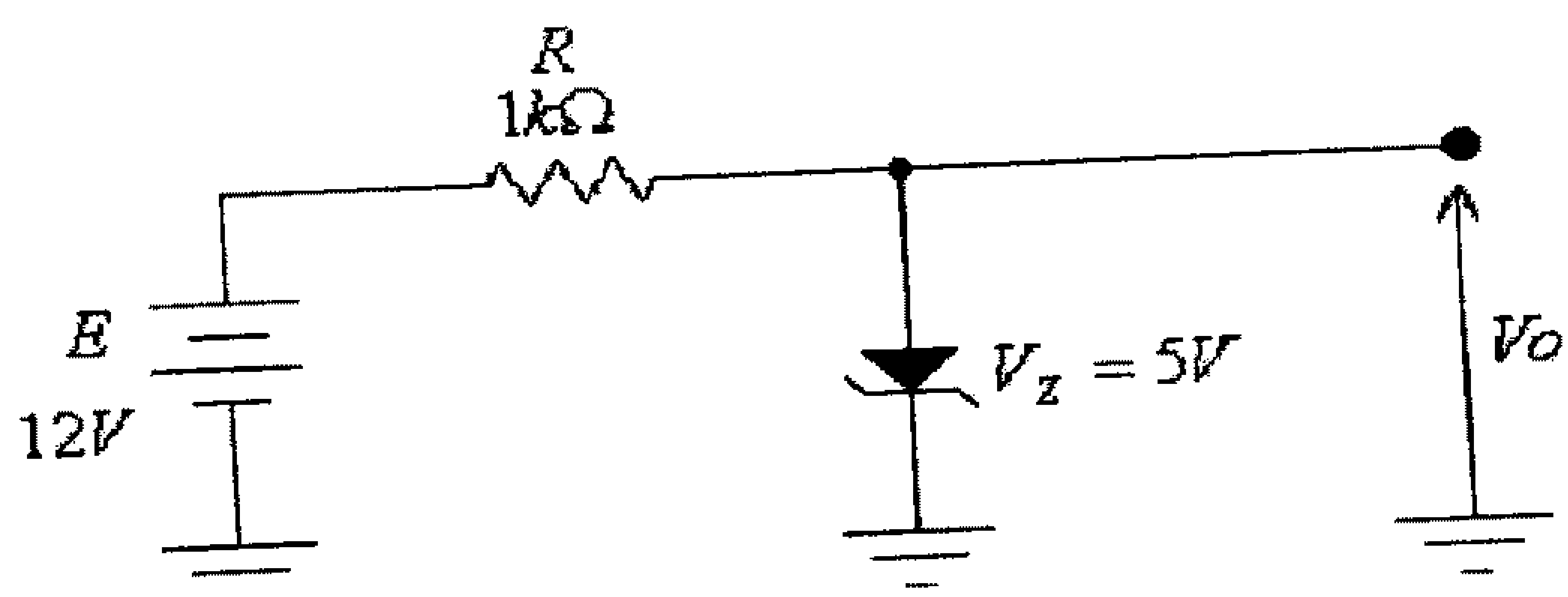
من هذه الدائرة:

$$V_O = V_Z = 5V$$

$$I_Z = \frac{E - V_Z}{R} = \frac{12-5}{1000} = 0.007A = 7mA$$

$$P_Z = V_Z . I_Z = 5(0.007) = 0.035W = 35mW.$$

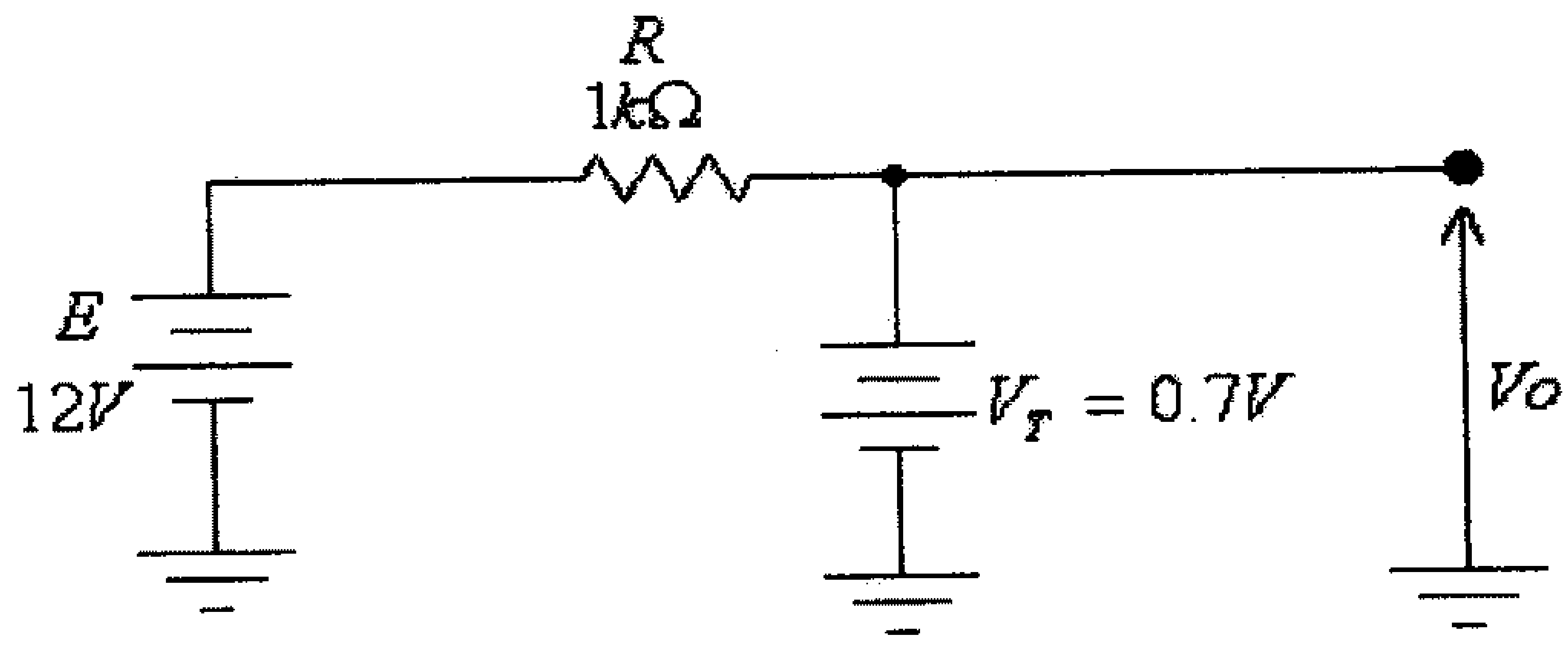
مثال (9): للدائرة التالية أوجد قيمة فرق الجهد المخرجي V_O ، وكذلك قيمة التيار المار في الزنر ديود والقدرة الكهربائية الضائعة فيه.



شكل (29)

الحل:

الزنر ديود في هذه الدائرة هو بحالة إنحياز أمامي ، لذا تكون الدائرة المكافئة للزنر ديود في هذه الحالة مشابهة لتلك التي للديود العادي، أي أن الدائرة تصبح كما يلي:



شكل (30)

من هذه الدائرة:

$$V_O = V_T = 0.7V$$

$$I_Z = \frac{E - V_T}{R} = \frac{12 - 0.7}{1000} = 0.0113A = 11.3mA$$

$$P_Z = V_Z . I_Z = 0.7(0.0113) = 0.0079W = 7.9mW.$$

مثال (10): إذا علمت أن قيمة فرق الجهد بين طرفي زنر ديود عند درجة حرارة $25^0 C$ هي $5.1V$، وعند درجة حرارة $75^0 C$ أصبحت قيمة فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود $5.25V$، أوجد قيمة المعامل الحراري لـــ V_Z.

الحل:

المعامل الحراري لـــ V_Z هو:

$$T_C = \frac{\frac{\Delta V_Z}{V_Z}}{\Delta T} x100\% = \frac{\Delta V_Z}{V_Z . \Delta T} x100\%$$

هنا:

$$\Delta V_Z = 5.25 - 5.1 = 0.15V$$

$$\Delta T = 75 - 25 = 50^0 C$$

أي أن:

$$T_C = \frac{\Delta V_Z}{V_Z . \Delta T} x100\% = \frac{0.15}{5.1(50)} x100\% = 0.0588 \%/_{^0C}$$

لاحظ أن T_C موجبة، وهذا يعني أن قيمة V_Z تزداد بازدياد درجة الحرارة.

مثال (11): إذا علمت أن قيمة فرق الجهد بين طرفي زنر ديود عند درجة حرارة $25^0 C$ هي $9V$، أوجد قيمة فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود عند درجة حرارة $75^0 C$، إذا علمت أن قيمة المعامل T_C لهذا الديود هي $0.072\%/{}^0C$ -

الحل:

من المعادلة

$$T_C = \frac{\Delta V_Z}{V_Z . \Delta T} x100\%$$

نجد أن:

$$\Delta V_Z = \frac{T_C . V_Z . \Delta T}{100} = \frac{-0.072(9)(75-25)}{100} = -0.324V$$

أي أن قيمة فرق الجهد بين طرفي الزنر عند درجة الحرارة $75^0 C$، هي:

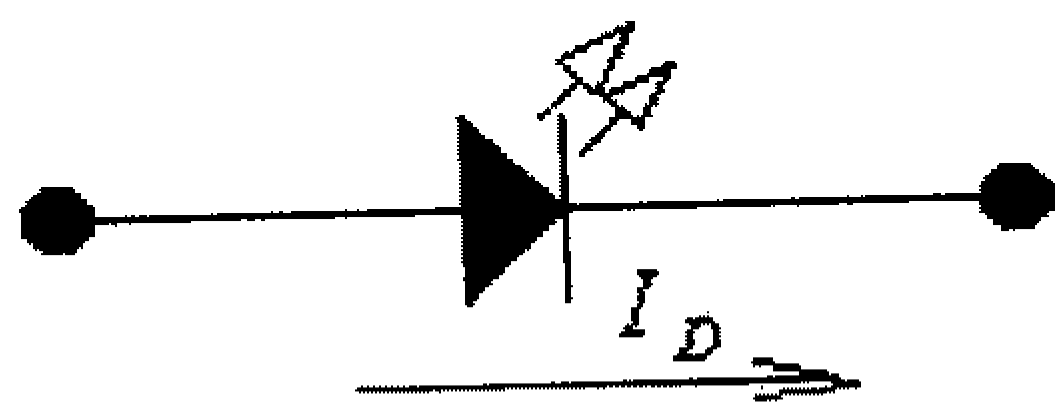
$$V_Z\big|_{75^0 C} = V_Z\big|_{25^0 C} + \Delta V_Z = 9 - 0.324 = 8.676V$$

1.11 ديود الإنبعاث الضوئي (Light-emitting Diode)

وهي نوع خاص من الديودات التي ينبعث منها ضوء مرئي عند مرور التيار الكهربائي فيها، وكثيراً ما يطلق عليها إختصاراً LEDs.

من المعروف أنه وعندما تكون أي وصلة p-n (p-n junction) في حالة إنحياز أمامي، ونتيجة اندماج الالكترونات والفجوات (holes)، وخاصة في منطقة الإستنزاف، تنبعث طاقة نتيجة هذا الأندماج التي تكون، بمعظمها، في الديودات المصنوعة من السيليكون أو الجرمانيوم بشكل طاقة حرارية. ولكن وفي الديودات المصنوعها بلوراتها من بعض المواد شبه الموصلة الأخرى مثل gallium arsenide phosphide (GaAsP) أو gallium phosphide (GaP) فإن الجزء الكبير من الطاقة الناتجة عن الاندماج تكون بشكل فوتونات ضوئية تسبب ضوءاً مرئياً.

الشكل التالي يبين رمز ديود الإنبعاث الضوئي وإتجاه مرور التيار فيه.



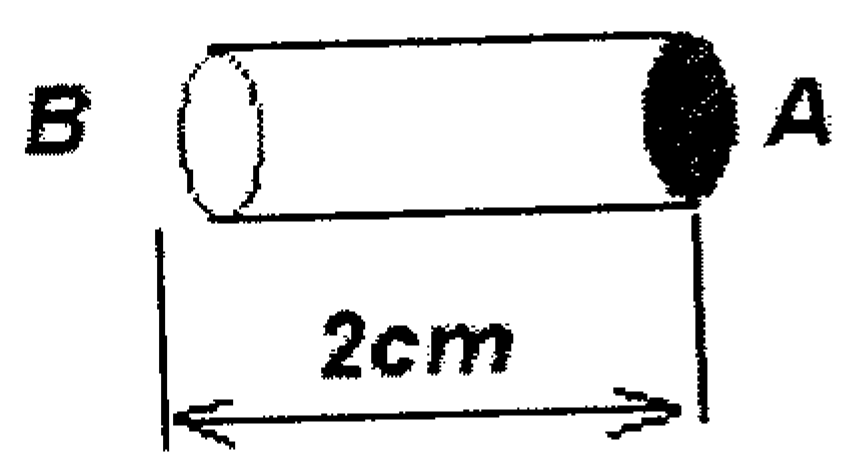
شكل (31)

والعلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الـــ LED والتيار المار فيه شبيهة بتلك التي للديود العادي ولكن القيمة التي يبدأ عندها التيار بالمرور بديود الإنبعاث الضوئي (V_T) هي بحدود $1.5V$ مقارنة مع تلك التي للديود السيليكوني العادي والتي هي $0.7V$. وتتناسب شدة الأضاءة لهذه الديودات مع شدة التيار المار فيها، ولمعظم الأنواع المتوفرة بشكل تجاري فإن تيار بمقدار $10mA$ يعطي ضوءاً مناسباً، وهذه الشدة من التيار تسبب جهد انحياز بين $1.7V$ و $3.3V$.

وتوجد أنواع عديدة من ديودات الـــ LEDS بألوان مختلفة للضوء المنبعث منها مثل الأحمر، الأخضر، الأصفر ، البرتقالي والأبيض.

1.12 أمثلة محلولة

مثال (1): للجسم المبين في الشكل أدناه، أوجد قيمة المقاومة الكهربائية بين الطرفين A و B، اذا علمت أن طول هذا الجسم هو $2cm$ ومساحة مقطعة هو $0.25cm^2$ وأن هذا الجسم مصنوع:



شكل (32)

أ) من النحاس (مادة موصلة)، ومقاومته النوعية هي $\rho_{cu} = 10^{-6}\,\Omega.cm$

ب) من الجرمانيوم (مادة شبه موصلة)، ومقاومته النوعية $\rho_{Ge} = 50\Omega.cm$

ج) من السيليكون (مادة شبه موصلة)، ومقاومته النوعية $\rho_{Si} = 50x10^3\,\Omega.cm$

د) من المايكا (مادة عازلة)، ومقاومتها النوعية $\rho_{mica} = 10^{12}\,\Omega.cm$

الحل:

أ) إذا كان هذا الجسم من النحاس فإن:

$$R_{Cu} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l}{A} = 10^{-6}(\frac{2}{0.25}) = 8x10^{-6}\,\Omega$$

ب) إذا كان هذا الجسم من الجرمانيوم فإن:

$$R_{Ge} = \rho_{Ge} \cdot \frac{l}{A} = 50.(\frac{2}{0.25}) = 400\Omega$$

ج) إذا كان هذا الجسم من السيليكون فإن:

$$R_{Si} = \rho_{Si} \cdot \frac{l}{A} = 50x10^{3}.(\frac{2}{0.25}) = 400x10^{3}\,\Omega = 400k\Omega$$

د) إذا كان هذا الجسم من المايكا فإن:

$$R_{mica} = \rho_{mica} \cdot \frac{l}{A} = 10^{12}.(\frac{2}{0.25}) = 8x10^{12}\,\Omega$$

مثال (2): إذا كان التيار المار في الديود هو $I_D = 12mA$، وكان فرق الجهد بين طرفي الديود هو $V_D = 0.72V$ وكانت درجة حرارة بلورة الديود هي 100^0C. (أفرض $n = 1$)

أ) أحسب مقدار تيار الإشباع للديود، I_S

ب) أحسب مقدار التيار المار في الديود، عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $V_D = 0.75V$

ج) أوجد مقدار المقاومة الستاتيكية لهذا الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفية هو $V_D = 0.75V$

د) أوجد مقدار المقاومة الديناميكية لهذا الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $V_D = 0.75V$

هـ) أوجد مقدار المقاومة المتوسطة للديود بين نقطتي العمل اللتين عندهما فرق الجهد بين طرفي الديود هو $V_D = 0.72V$ و $V_D = 0.75V$ على التوالي.

و) أوجد مقدار القدرة الضائعة في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $V_D = 0.75V$

الحل:

درجة الحرارة المطلقة لبلورة الديود هي:

$$T^0K = T^0C + 273 = 100 + 273 = 373^0 K$$

أ) من معادلة Shockley، نجد:

$$I_S = \frac{I_D}{e^{\frac{11600V_D}{n.T}} - 1}$$

أي أن:

$$I_S = \frac{12x10^{-3}}{e^{\frac{11600(0.72)}{373}} - 1} = 2.26x10^{-12} A$$

ب) من معادلة Shockley، نجد:

$$I_D = I_S.(e^{\frac{11600V_D}{n.T}} - 1)$$

أي أن:

$$I_D = 2.26x10^{-12}.(e^{\frac{11600(0.75)}{373}} - 1) = 0.0305A = 30.5mA$$

ج) المقاومة الستاتيكية للديود هي:

$$R_D = \frac{V_D}{I_D} = \frac{0.75}{30.5x10^{-3}} = 24.6\Omega$$

د) المقاومة الديناميكية للديود، هي:

$$r_d = \frac{26mV}{I_D} + r_B = \frac{26mV}{30.5mA} + r_B = 0.853\Omega + r_B$$

حيث:

$$0.1\Omega \le r_B \le 2\Omega$$

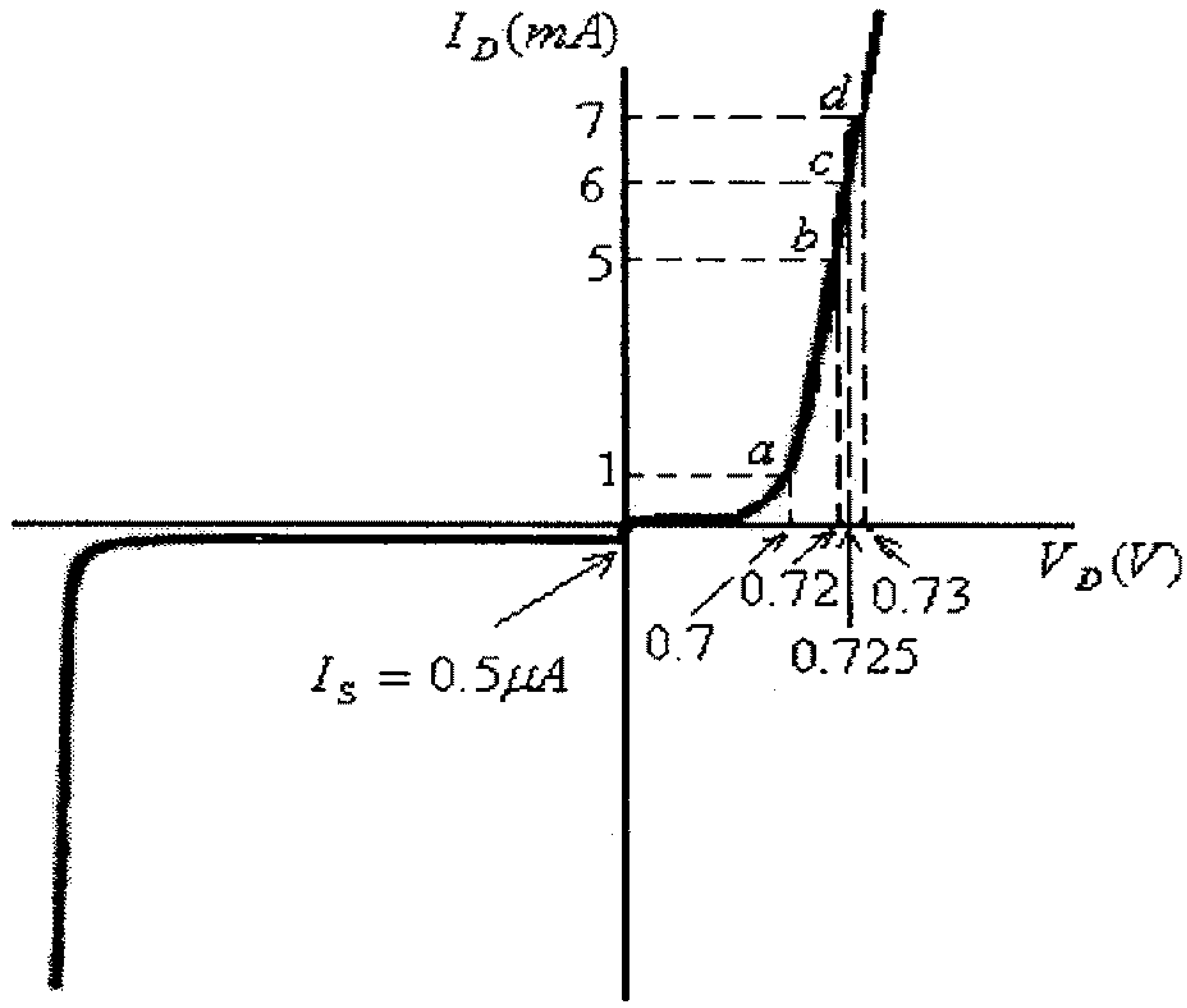
هـ) المقاومة المتوسطة للديود هي:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = \frac{0.75 - 0.72}{(30.5 - 12)x10^{-3}} = 1.63\Omega$$

و) القدرة الضائعة في الديود هي:

$$P_D = V_D . I_D = 0.75(30.5x10^{-3}) = 23x10^{-3}W = 23mW$$

مثال (3): للديود السيليكوني المبينة خاصيته في الشكل التالي



شكل (33)

أوجد :

أ) قيمة المقاومة الستاتيكية عند كل نقطة من النقاط المبينة في الشكل.

ب) قيمة المقاومة الديناميكية عند كل نقطة من النقاط المبينة في الشكل.

ج) قيمة المقاومة المتوسطة للديود بين النقطتين a و d.

د) قيمة التيار المار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.721V$

هـ) قيمة التيار المار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.71V$

الحل:

أ) المقاومة الستاتيكية هي:

- عند النقطة a:

$$R_{Da} = \frac{V_{Da}}{I_{Da}} = \frac{0.7}{1x10^{-3}} = 700\Omega$$

- عند النقطة b:

$$R_{Db} = \frac{V_{Db}}{I_{Db}} = \frac{0.72}{5x10^{-3}} = 144\Omega$$

- عند النقطة c:

$$R_{Dc} = \frac{V_{Dc}}{I_{Dc}} = \frac{0.725}{6x10^{-3}} = 121\Omega$$

- عند النقطة d:

$$R_{Dd} = \frac{V_{Dd}}{I_{Dd}} = \frac{0.73}{7x10^{-3}} = 104\Omega$$

(لاحظ تناقص قيمة R_D كلما زادت قيمة التيار في الديود).

ب) المقاومة الديناميكية هي:

- عند النقطة a:

$$r_{da} = \frac{26mV}{I_{Da}} + r_B = \frac{26mV}{1mA} + r_B = 26\Omega + r_B$$

- عند النقطة b:

$$r_{db} = \frac{26mV}{I_{Db}} + r_B = \frac{26mV}{5mA} + r_B = 5.2\Omega + r_B$$

- عند النقطة c:

$$r_{dc} = \frac{26mV}{I_{Dc}} + r_B = \frac{26mV}{6mA} + r_B = 4.33\Omega + r_B$$

- عند النقطة d:

$$r_{dd} = \frac{26mV}{I_{Dd}} + r_B = \frac{26mV}{7mA} + r_B = 3.7\Omega + r_B$$

حيث:

$$0.1\Omega \le r_B \le 2\Omega$$

(لاحظ كذلك تناقص قيمة r_d كلما زادت قيمة التيار في الديود).

ج) المقاومة المتوسطة للديود النقطتين a و d هي:

$$r_{av} = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} == \frac{0.73 - 0.7}{(7-1)x10^{-3}} = 5\Omega$$

د) التيار المار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.721V$، يحدد بإستخدام المقاومة الديناميكية للديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.72V$ (النقطة b):

ومن تعريف المقاومة الديناميكية:

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d}$$

أي أن:

$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_d}{r_d}$$

عند النقطة b:

$$r_d = \frac{26mV}{I_{Db}} + r_B = \frac{26mV}{5mA} + r_B = 5.2\Omega + r_B$$

حيث $0.1\Omega \leq r_B \leq 2\Omega$ ، وبإختيار قيمة متوسطة $r_B = 0.8\Omega$، أي أن:

$$r_d \approx 6\Omega$$

ومنها:

$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_d}{r_d} = \frac{0.721 - 0.72}{6} = 1.67x10^{-4} = 0.167mA$$

قيمة التيار المار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.721V$ هي:

$$I_d\big|_{0.721V} = I_d\big|_{0.72V} + \Delta I_d = 5mA + 0.167mA = 5.167mA$$

هـــ) قيمة التيار المار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.71V$ يحدد بإستخدام المقاومة المتوسطة للديود بين النقطتين a و b

$$r_{av} = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{0.72 - 0.7}{(5-1)x10^{-3}} = 5\Omega$$

ومن تعريف المقاومة المتوسطة، فإن:

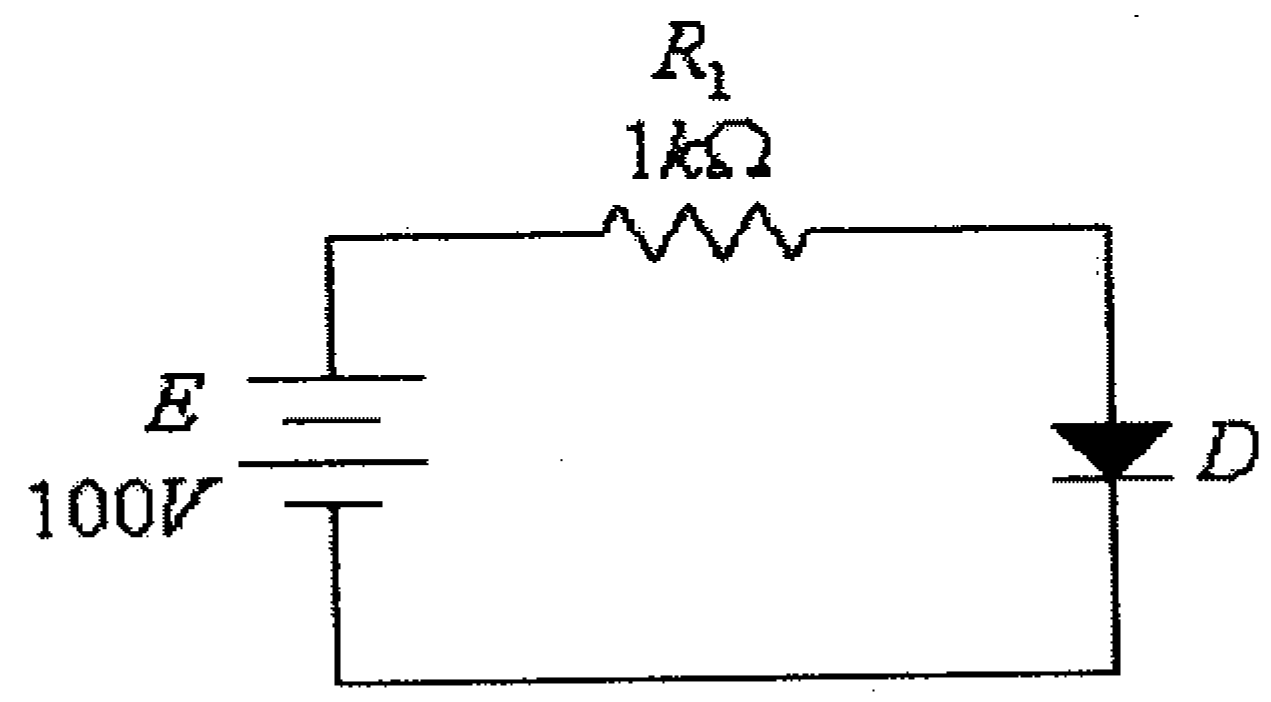
$$\Delta I_d = \frac{\Delta V_d}{r_{av}} = \frac{0.71-0.7}{5} = 0.002A = 2mA$$

أي أن قيمة التيار في الديود عندما يكون فرق الجهد بين طرفيه هو $0.71V$ هي:

$$I_d\big|_{0.71V} = I_d\big|_{0.70V} + \Delta I_d = 1mA + 2mA = 3mA$$

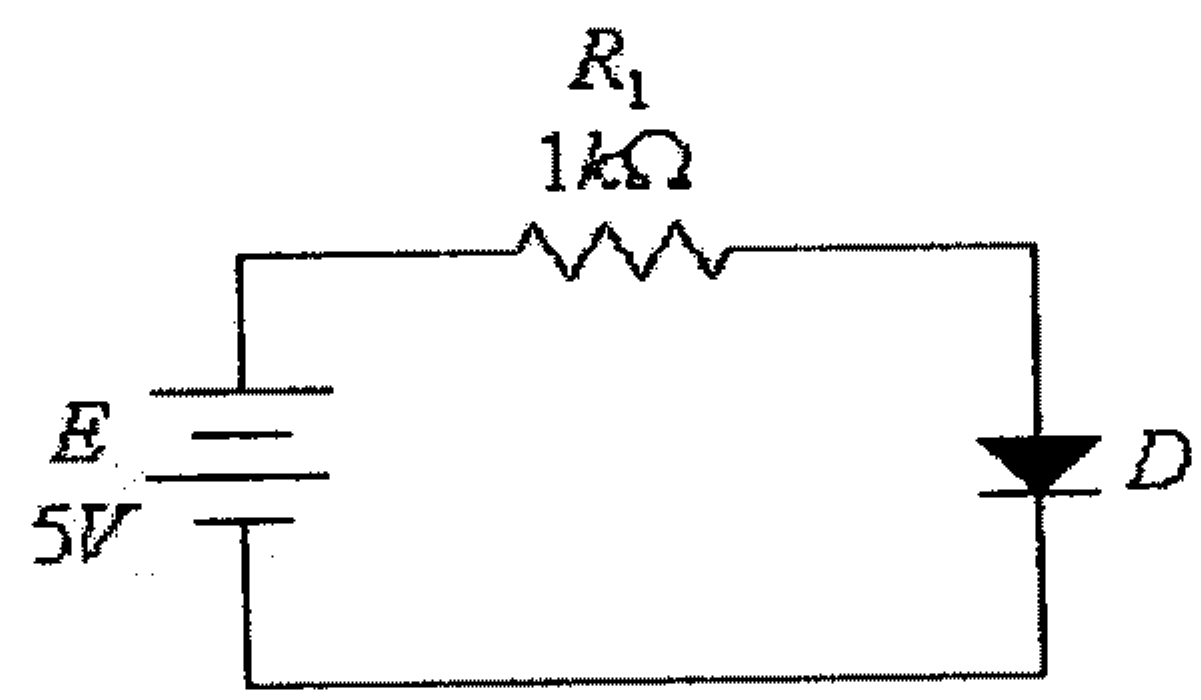
مثال (4): بإستخدام الدائرة المكافئة المناسبة للديود، أوجد مقدار التيار المار في الديود وفرق الجهد بين طرفيه لكل دائرة من الدوائر المبينة أدناه، علماً بأن خاصية الديود هي كما في المثال السابق.

أ)



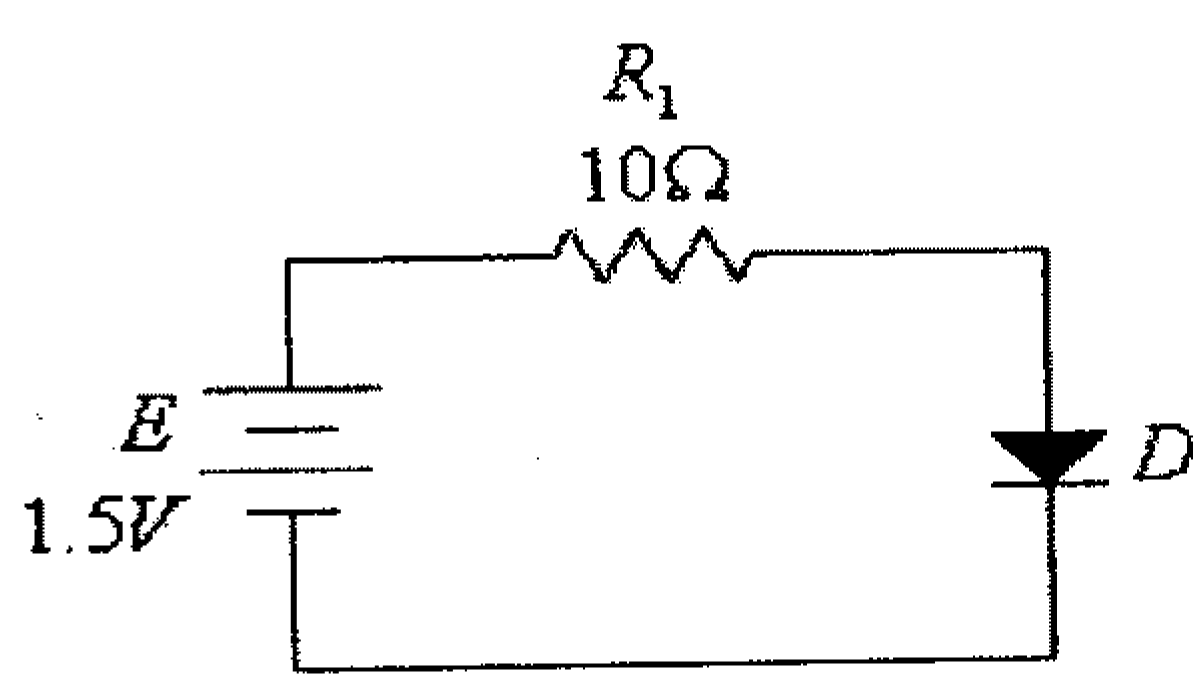
شكل (34)

ب)



شكل (35)

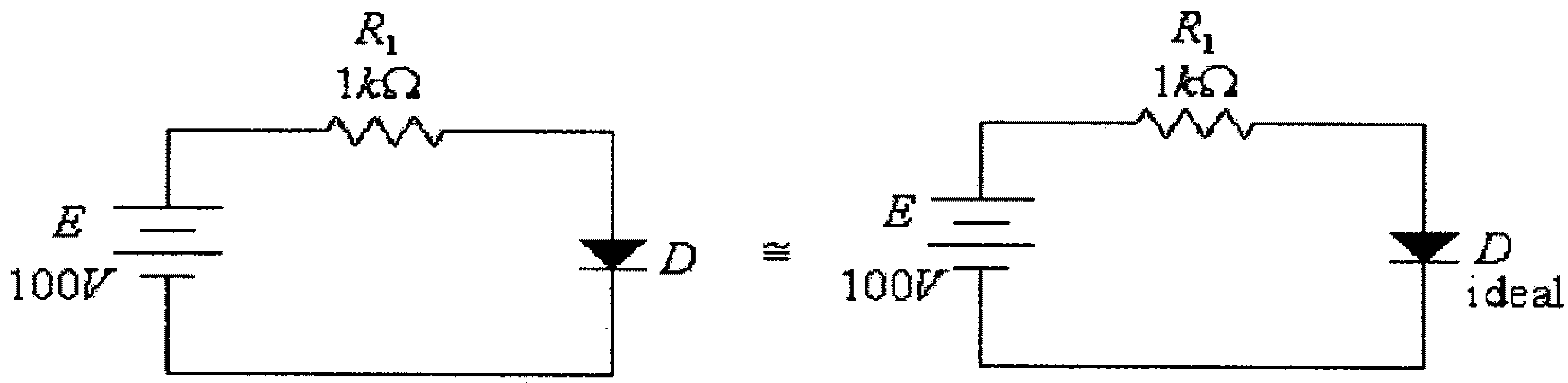
ج)



شكل (36)

الحل:

أ) في هذه الدائرة ولأن $E >> V_T$ ، ولأن قيمة المقاومة R_1 كبيرة نسبياً (مقارنة مع المقاومة المتوسطة للديود)، فإن الدائرة المكافئة المناسبة للديود هي الـــ (Ideal equivalent circuit)، في هذه الحالة، فإن:



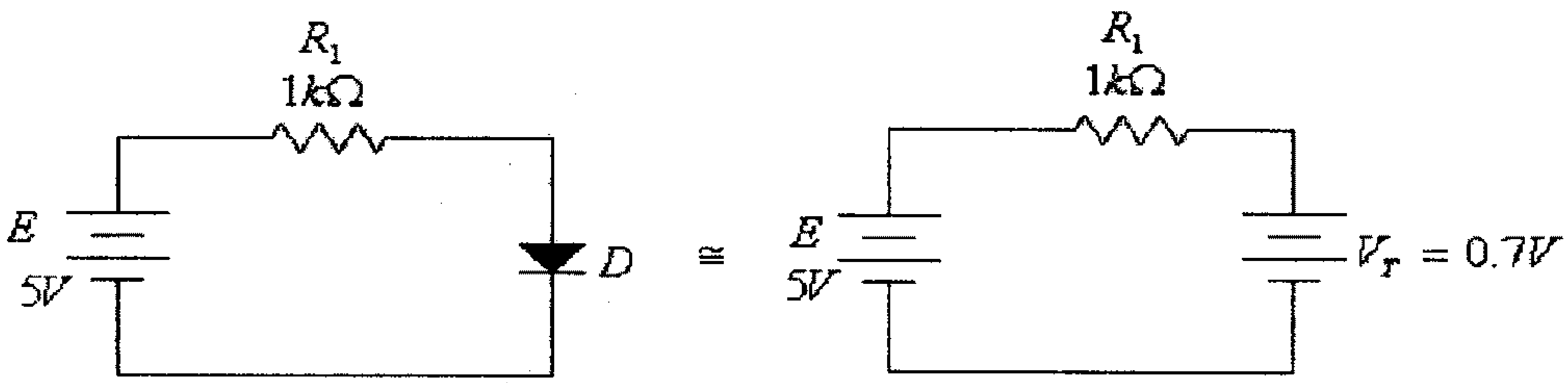
شكل (37)

أي أن:

$$I_D = \frac{E}{R_1} = \frac{100}{1000} = 0.1A$$

$$V_D \approx 0V$$

ب) في هذه الدائرة ولأن E ليست كبيرة كثيراً مقارنة مع القيمة V_T ، ولأن قيمة المقاومة R_1 كبيرة نسبياً (مقارنة مع المقاومة المتوسطة للديود)، فإن الدائرة المكافئة المناسبة للديود في هذه الحالة هي الـــ (Simplified equivalent circuit) ، وبالتالي، فإن:



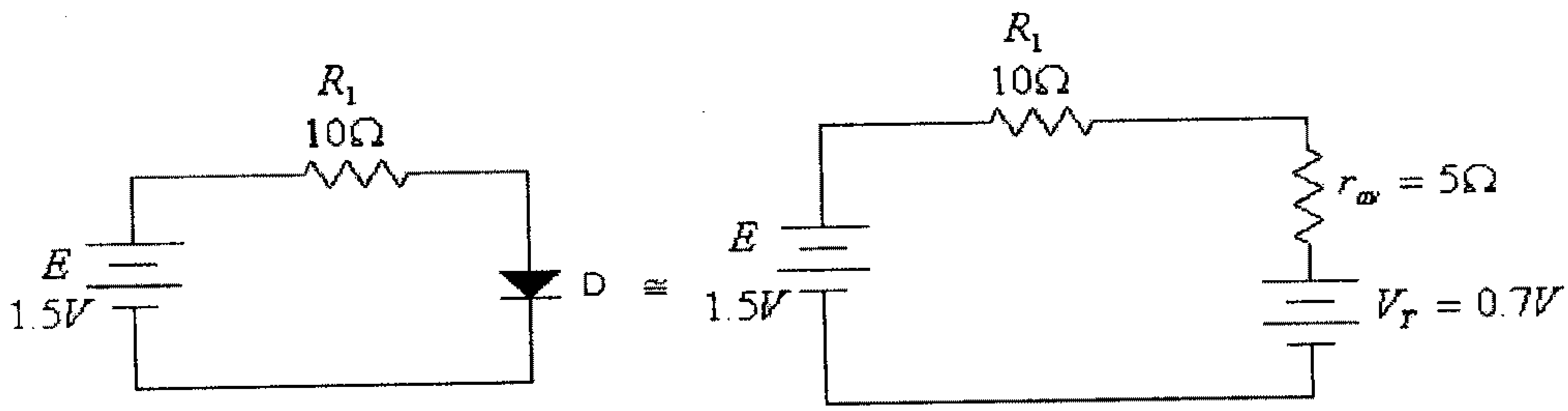
شكل (38)

أي أن:

$$I_D = \frac{E - V_T}{R_1} = \frac{5 - 0.7}{1000} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$V_D \approx 0.7V$$

ج) في هذه الدائرة ولأن E ليست كبيرة كثيراً مقارنة مع القيمة V_T ، ولأن قيمة المقاومة R_1 ليست كبيرة نسبياً (مقارنة مع المقاومة المتوسطة للديود)، فإن الدائرة المكافئة المناسبة للديود في هذه الحالة هي الـــ (Linear equivalent circuit) ، وبالتالي، فإن:



شكل (39)

أي أن:

$$I_D = \frac{E - V_T}{R_1 + r_{av}} = \frac{1.5 - 0.7}{10 + 5} = 0.0533A = 53.3mA$$

$$V_D = V_T + I_D . r_{av} = 0.7 + 53.3x10^{-3}(5) = 0.9665V$$

مثال(5): للديود السيليكوني ، أوجد مقدار الزيادة في فرق الجهد بين طرفي الديود واللازمة لمضاعفة التيار المار فيه. (افرض $T = 300^0 K$ ، $n = 1$).

الحل:

من معادلة Shockley :

$$I_D = I_S.(e^{\frac{11600V_D}{n.T}} - 1) = I_S.e^{\frac{11600V_D}{n.T}} - I_S \approx I_S.e^{\frac{11600V_D}{n.T}}$$

لأن قيمة I_S صغيرة جداً.

نفرض أنه وعند $V_D = V_{D1}$ فإن التيار في الديود هو I_{D1} ، أي أن:

$$I_{D1} = I_S.e^{\frac{11600V_{D1}}{n.T}}$$

و عند $V_D = V_{D2}$ فأن التيار في الديود هو I_{D2}، أي أن:

$$I_{D2} = I_S . e^{\frac{11600 V_{D2}}{n.T}}$$

أي فإن:

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{e^{\frac{11600 V_{D1}}{nT}}}{e^{\frac{11600 V_{D2}}{nT}}} = e^{\frac{11600}{nT}(V_{D1}-V_{D2})} = e^{\frac{11600}{nT}.\Delta V}$$

وعند $\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = 2$، فإن:

$$e^{\frac{11600}{nT}.\Delta V} = 2$$

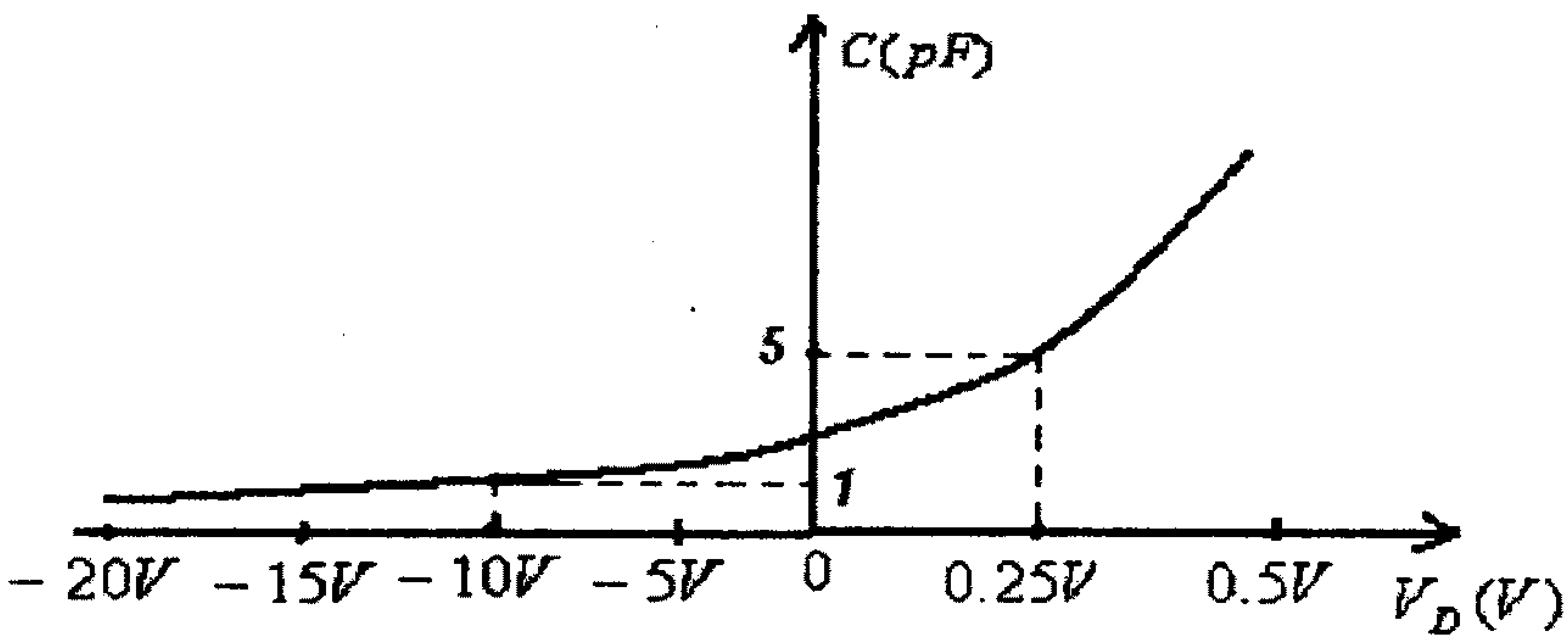
ومنها:

$$\Delta V = \frac{n.T}{11600}\ln(2)$$

وعند درجة حرارة $300^0 K$ وفي الجزء الخطي من خاصية الديود ($n = 1$)، فإن:

$$\Delta V = \frac{300}{11600}\ln(2) \approx 0.018V = 18mV$$

مثال (6): للديود المبينة العلاقة بين مواسعته المكافئة وفرق الجهد بين طرفيه في الشكل التالي،

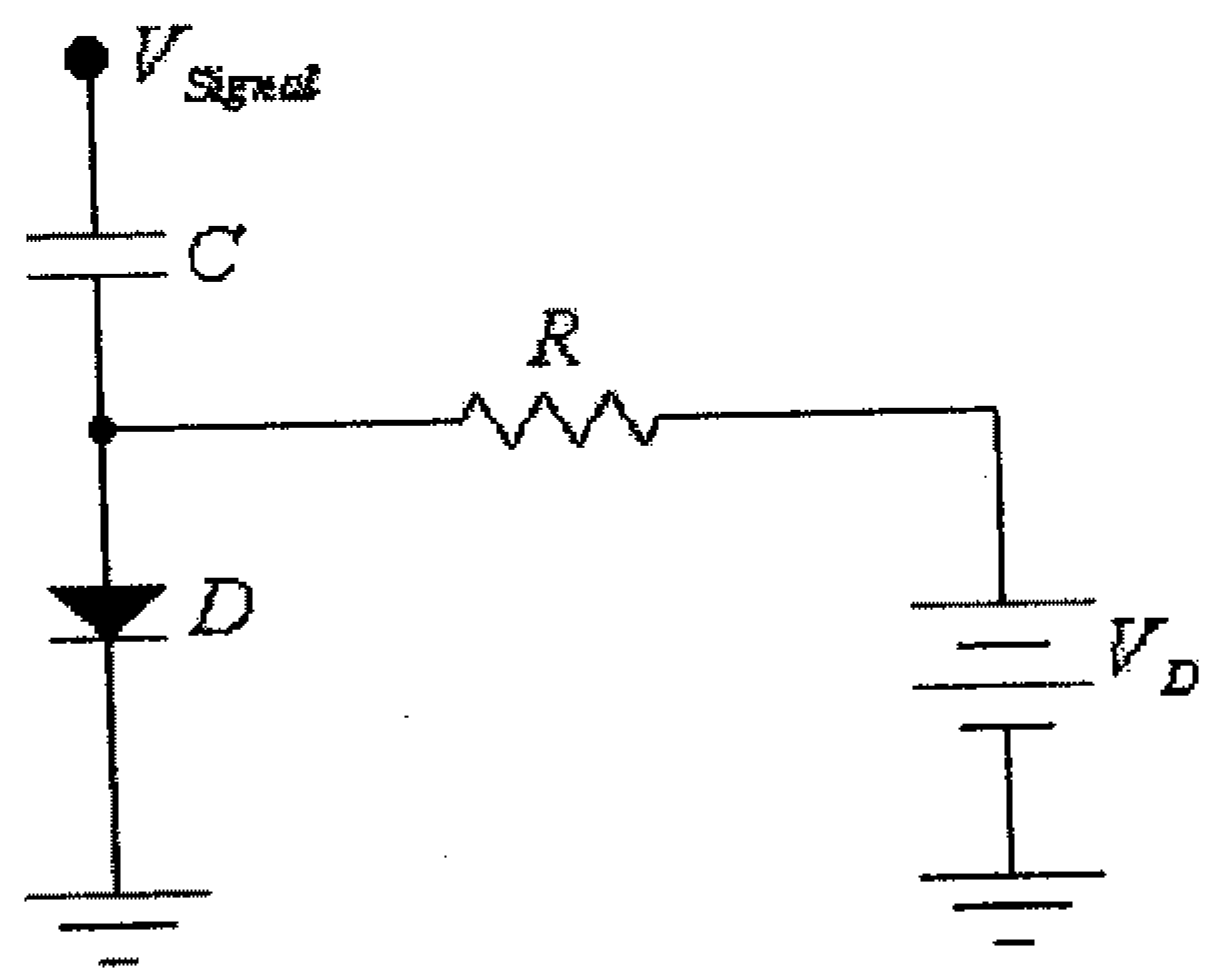


شكل (40)

أ) أوجد مقدار الممانعة (reactance) المكافئة لهذا الديود أذا كان فرق الجهد الثابت بين طرفيه (V_D) هو $0.25V$، وتردد الإشارة المارة خلاله (V_{Signal}) هي $50Hz$ و $60MHz$ على التوالي.

ب) أوجد مقدار الممانعة (reactance) المكافئة لهذا الديود إذا كان فرق الجهد الثابت بين طرفيه (V_D) هو $-10V$، وتردد الإشارة المارة خلاله (V_{Signal}) هي $50Hz$ و $60MHz$ على التوالي.

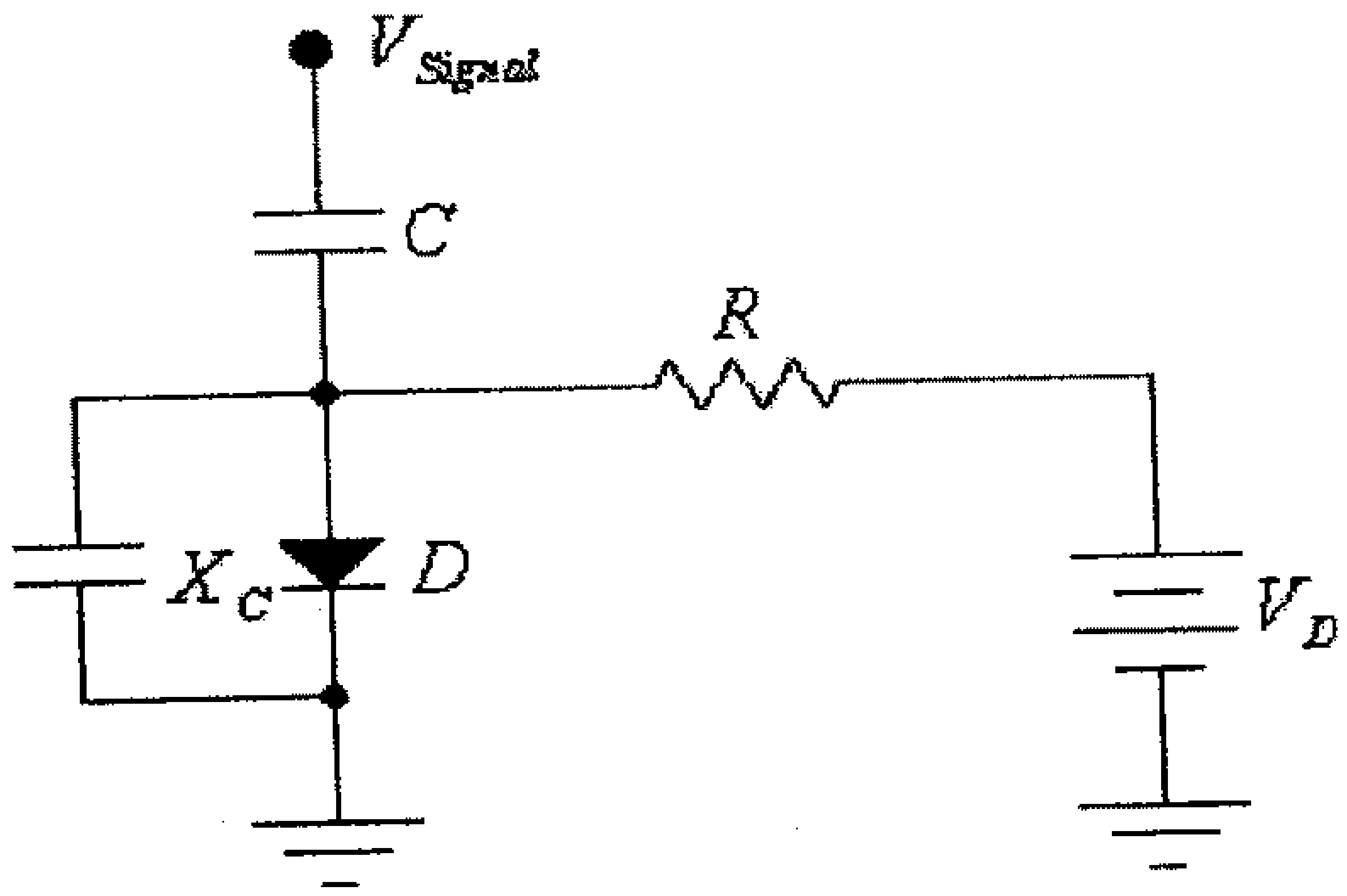
ملاحظة: أنظر الدائرة أدناه.



شكل (41)

الحل:

الدائرة المكافئة، وعند أخذ المواسعة المكافئة للديود بعين الاعتبار، هي:



شكل (42)

أ) عند $V_D = 0.25V$، فإن المواسعة المكافئة للديود هي $C = 5pF$

– عندما يكون تردد الإشارة يساوي $50Hz$، فإن الممانعة المكافئة للديود هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(50)(5x10^{-12})} = 637x10^6\,\Omega = 637M\Omega$$

وهذه الممانعة عالية جداً ويمكن الغائها.

– عندما يكون تردد الإشارة يساوي $60MHz$ ، فإن الممانعة المكافئة للديود هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(60x10^6)(5x10^{-12})} = 530\Omega$$

وهذه الممانعة صغيرة نسبياً ويجب أخذها بعين الإعتبار، لأن جزء من تيار الإشارة سيمر خلالها وليس من خلال الديود.

ب) عند $V_D = -10V$ ، فإن المواسعة المكافئة للديود هي $C = 1pF$

– عندما يكون تردد الإشارة يساوي $50Hz$ ، فإن الممانعة المكافئة للديود هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(50)(1x10^{-12})} = 3.18x10^9\,\Omega = 3.18G\Omega$$

وهذه الممانعة عالية جداً ويمكن الغائها.

– عندما يكون تردد الإشارة يساوي $60MHz$ ، فإن الممانعة المكافئة للديود هي:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi(60x10^6)(1x10^{-12})} = 2.65k\Omega$$

وهذه الممانعة صغيرة نسبياً ويجب أخذها بعين الإعتبار، لأن جزء من تيار الإشارة سيمر خلالها وليس من خلال الديود

مثال(7): إذا علمت أن قيمة فرق الجهد بين طرفي زنر ديود عند درجة حرارة 25^0C هي $5.1V$ ، وعند درجة حرارة 75^0C أصبحت قيمة فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود $4.9V$ ، أوجد قيمة المعامل الحراري لـــ V_Z. ما قيمة فرق الجهد بين طرفي هذا الزنر عندما تصبح درجة حرارته 95^0C.

الحل:

المعامل الحراري لـــ V_Z هو:

$$T_C = \frac{\frac{\Delta V_Z}{V_Z}}{\Delta T} x100\% = \frac{\Delta V_Z}{V_Z.\Delta T} x100\%$$

هنا:

$$\Delta V_Z = 4.9 - 5.1 = -0.2V$$
$$\Delta T = 75 - 25 = 50^0 C$$

أي أن:

$$T_C = \frac{\Delta V_Z}{V_Z . \Delta T} x100\% = -\frac{0.2}{5.1(50)} x100\% = -0.0784\% / {}^0C$$

لاحظ أن T_C سالبة، وهذا يبدل على أن قيمة V_Z تتناقص بإزدياد درجة الحرارة

عند $95^0 C$ فإن:

$$\Delta V_Z = \frac{T_C . V_Z . \Delta T}{100} = \frac{-0.0784(5.1)(95-25)}{100} = -0.28V$$

أي أن:

$$V_Z|_{95^0 C} = V_Z|_{25^0 C} + \Delta V_Z = 5.1 - 0.28 = 4.82V$$

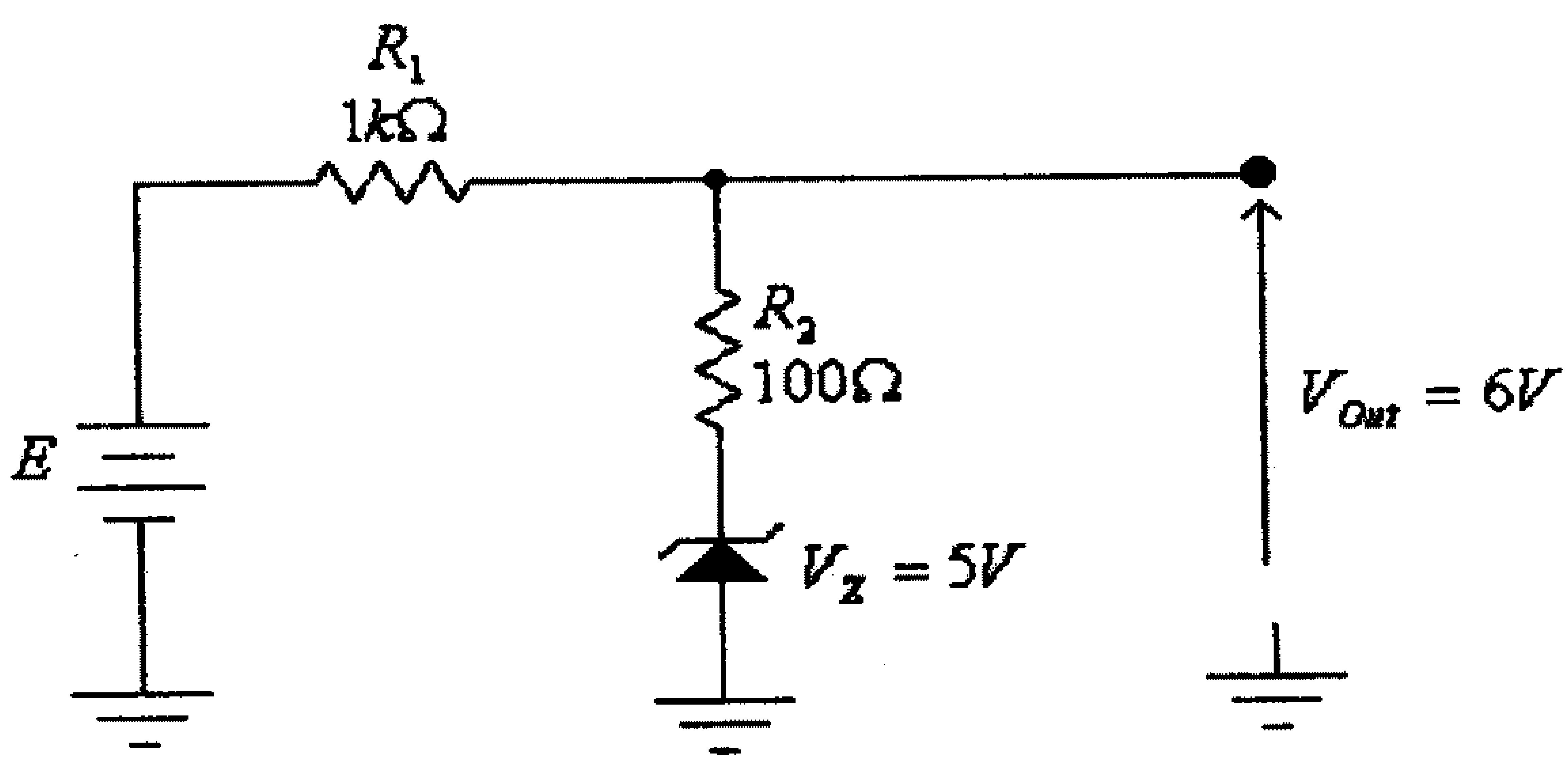
أو:

$$\Delta V_Z = \frac{T_C . V_Z . \Delta T}{100} = \frac{-0.0784(4.9)(95-75)}{100} = -0.08V$$

أي أن:

$$V_Z|_{95^0 C} = V_Z|_{75^0 C} + \Delta V_Z = 4.9 - 0.08 = 4.82V$$

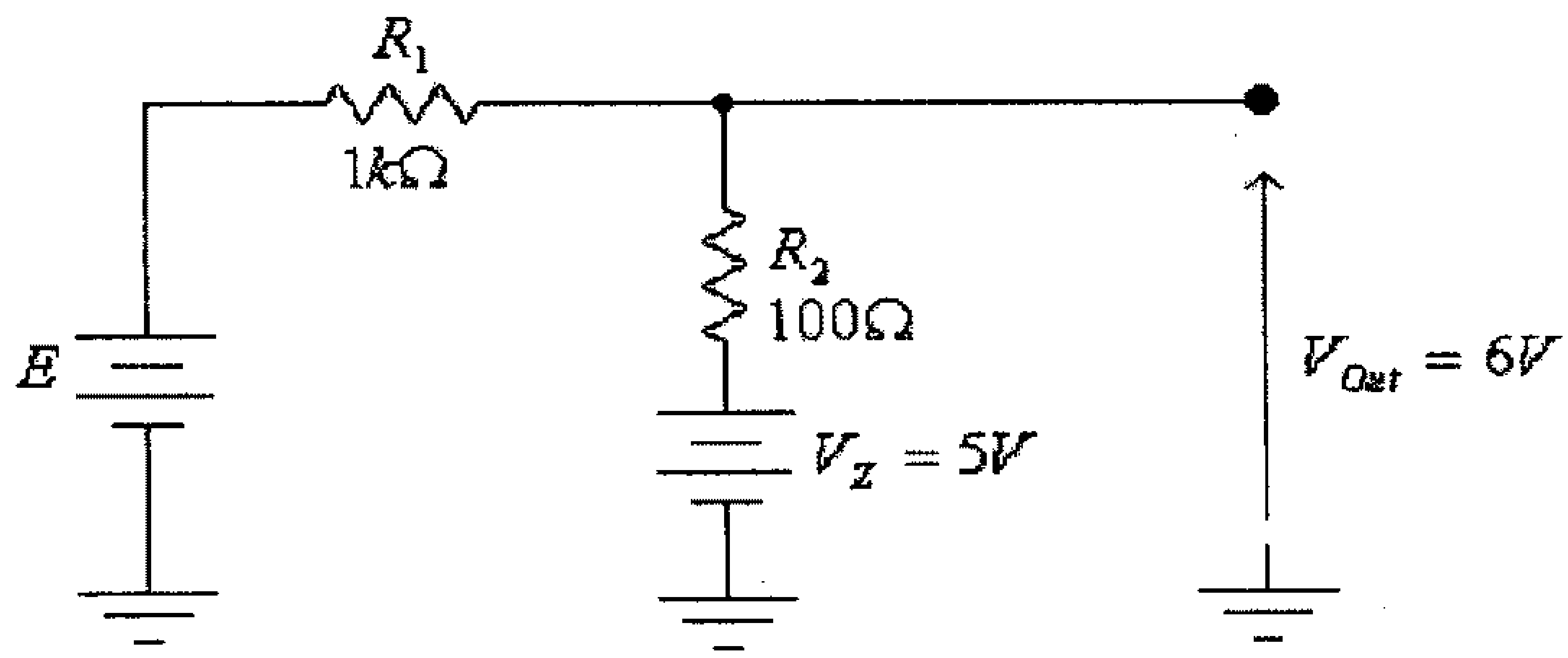
مثال (8): للدائرة التالية، أوجد قيمة جهد المصدر E.



شكل (43)

الحل:

بعد إستبدال الزنر ديود بدائرته المكافئة، تصبح هذه الدائرة كما يلي:



شكل (44)

التيار المار في المقاومة R_2 هو:

$$I = \frac{V_{Out} - V_z}{R_2} = \frac{6-5}{100} = 0.01A$$

وهذا التيار يمر أيضاً في المقاومة R_1

وبالتالي، فإن:

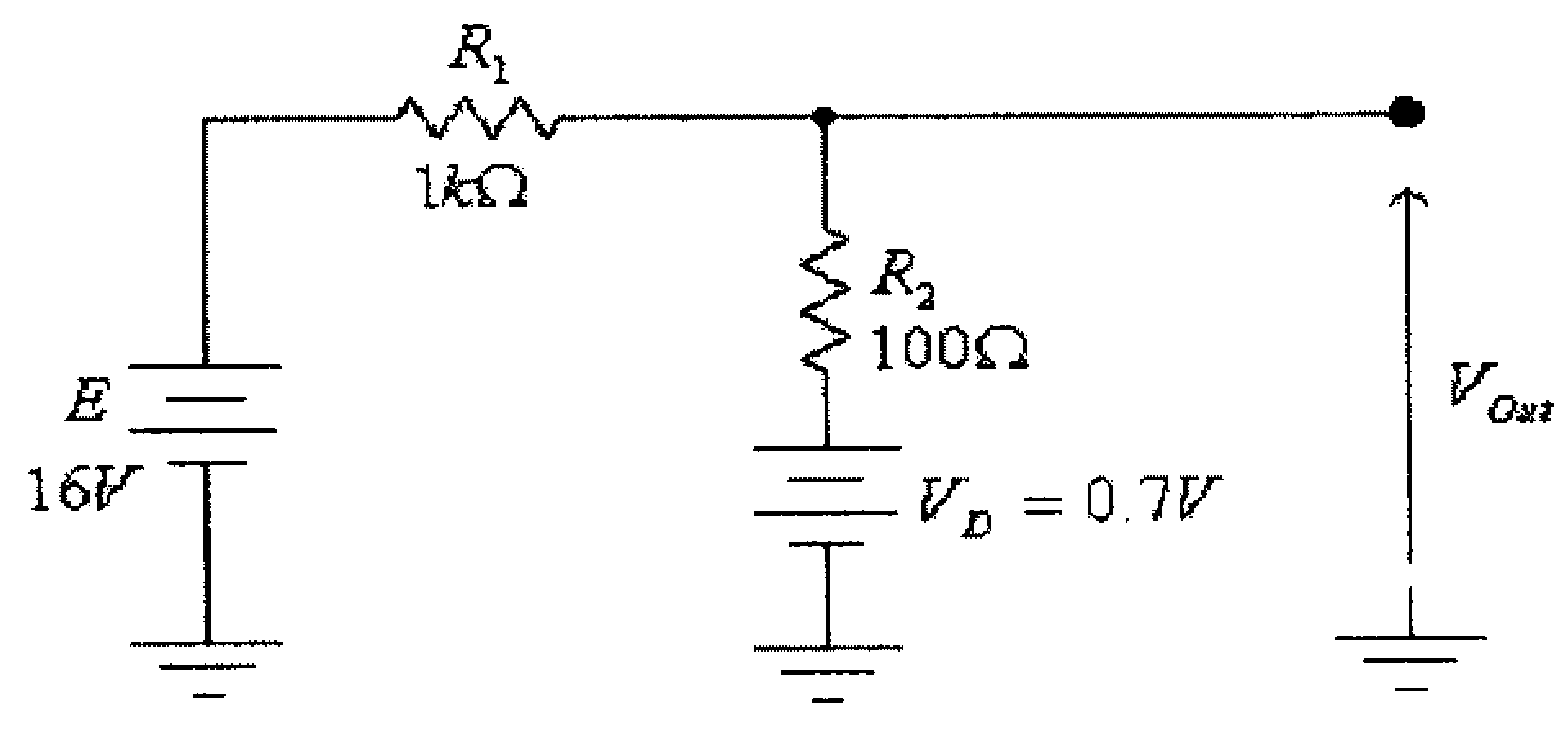
$$E = V_{Out} + I.R_1 = 6 + 0.01(1000) = 16V$$

مثال(9): للدائرة المذكورة في المثال السابق ولقيمة جهد المصدر E التي أوجدتها، أوجد مقدار فرق الجهد المخرجي، إذا تم توصيل الزنر ديود باتجاه معاكس للأتجاه المبين في المثال السابق.

$V_D = 0.7V$

الحل:

الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي:



شكل (45)

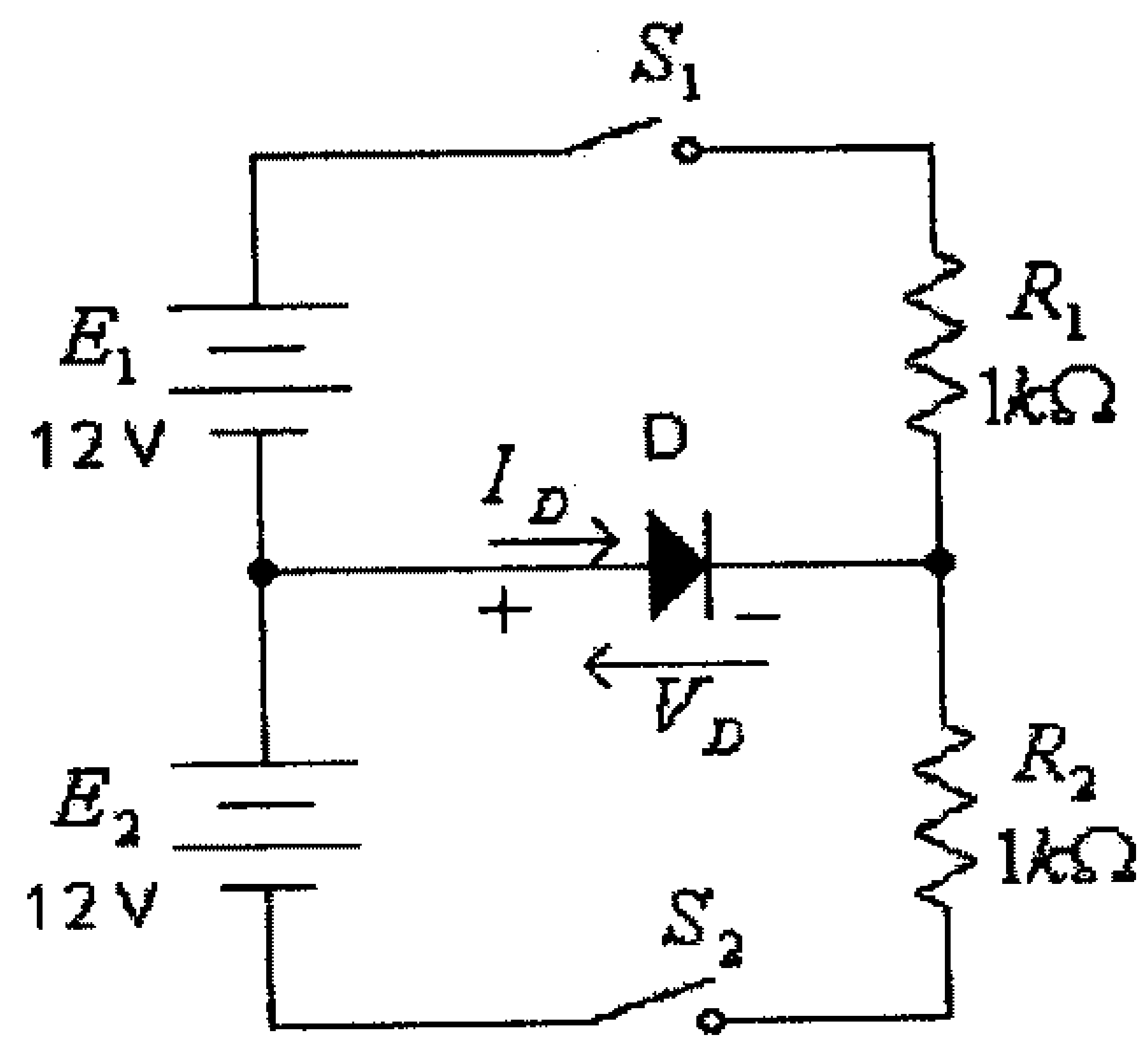
التيار المار في المقاومتين R_1 و R_2 هو:

$$I = \frac{E - V_D}{R_1 + R_2} = \frac{16 - 0.7}{1100} = 0.0139A = 13.9mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{Out} = V_D + I.R_2 = 0.7 + (0.0139)(100) = 2.09V$$

مثال (10): في الدائرة التالية، وإذا علمت أن الديود D هو ديود مثالي (ideal diode)، أوجد فرق الجهد بين طرفي الديود، V_D، والتيار المار فيه، I_D، عند الوضعيات المختلفة للمفتاحين S1 و S2



شكل (46)

الحل:

الوضعيات المختلفة للمفتاحين S_1 و S_2 هي:

الرقم	وضعية المفتاح S_1	وضعية المفتاح S_2
0	*open*	*open*
1	*closed*	*open*
2	*open*	*closed*
3	*closed*	*closed*

– في الوضعية رقم (0) فإن:

$$V_D = 0$$

$$I_D = 0$$

- في الوضعية رقم (1) فإن الديود في حالة إنحياز عكسي، وبالتالي فإن:

$V_D = -12V$

$I_D = 0$

- في الوضعية رقم (2) يكون الديود في حالة أنحياز أمامي، وبالتالي فإن:

$V_D = 0$

$$I_D = \frac{E_2}{R_2} = \frac{12V}{1k\Omega} = 12mA$$

- في الوضعية رقم (3) فإن:

$V_D = 0$

$I_D = 0$

1.13 تمارين

1) إذا كان التيار المار في الديود هو $I_D = 2mA$، وكان فرق الجهد بين طرفي الديود هو $V_D = 0.7V$ وكانت درجة حرارة بلورة الديود هي $25^0 C$. (إفرض $n = 1$)

أ) أحسب مقدار تيار الإشباع للديود، I_S.

ب) أحسب فرق الجهد بين طرفي الديود، V_D، أذا كان التيار المار فيه هو $I_D = 7mA$.
وإذا زاد هذا التيار عشرة أضعاف أحسب مقدار الزيادة بفرق الجهد V_D.

2) إذا كانت العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي ديود، V_D، والتيار المار فيه، I_D، كما هي مبينة في الجدول التالي:

$V_D(V)$	0.71	0.72	0.73
$I_D(mA)$	2	10	20

أ) أوجد المقاومة الستاتيكية لهذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$.

ب) أوجد المقاومة الديناميكية لهذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $10mA$.

ج) أوجد المقاومة المتوسطة لهذا الديود بين نقطتي العمل اللتين عندهما قيمتي التيار في الديود هما $2mA$ و $20mA$.

د) أوجد مقدار فرق الجهد بين طرفي هذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $9mA$.

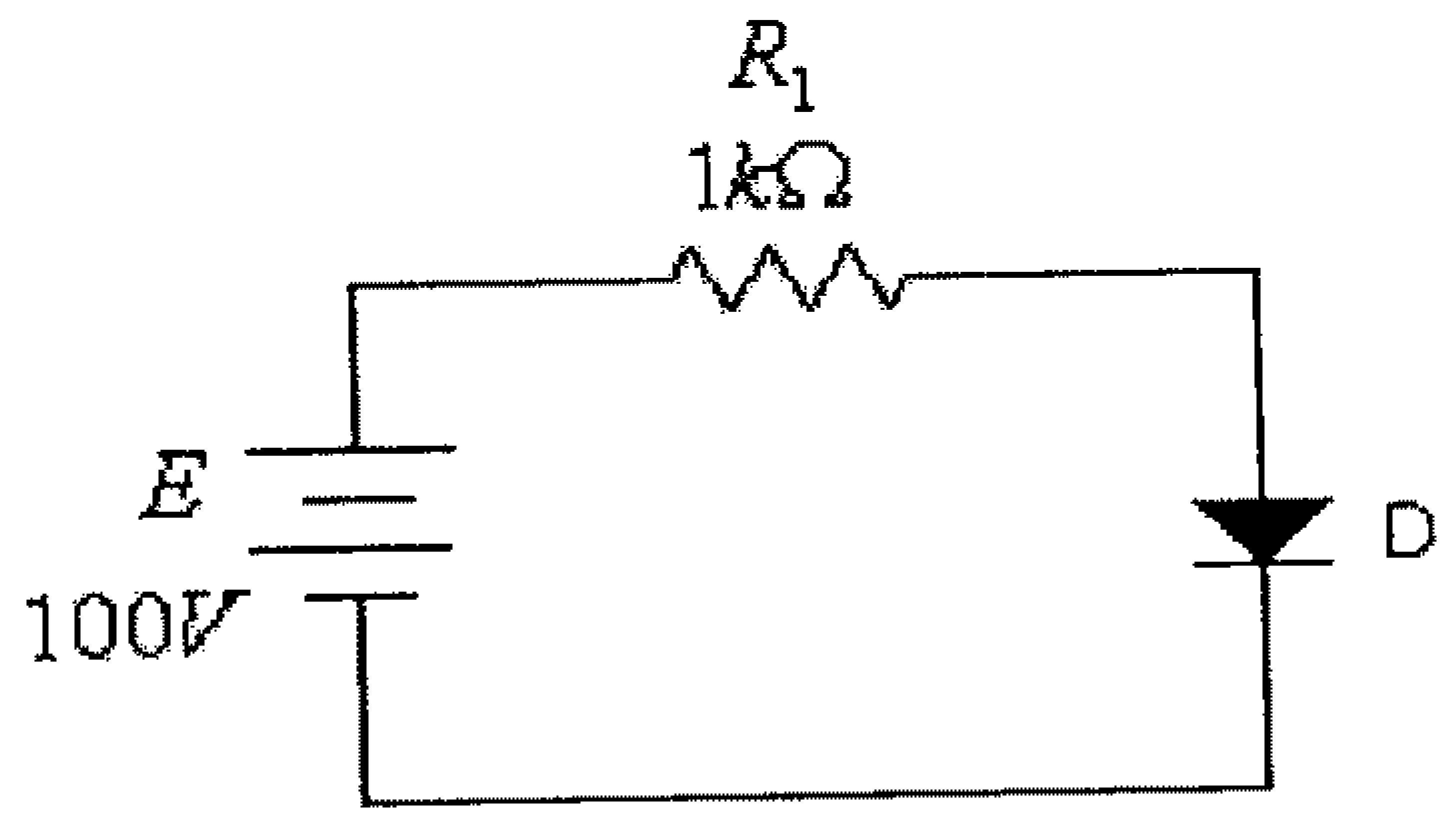
هـ) أوجد مقدار فرق الجهد بين طرفي هذا الديود عندما يكون التيار المار فيه هو $16mA$.

و) ما هي القدرة المستهلكة في الديود عندما يكون التيار في هذا الديود يساوي $20mA$.

3) إذا علمت أن قيمة فرق الجهد بين طرفي زنر ديود عند درجة حرارة 75^0C هي $5.35V$، وعند درجة حرارة 50^0C أصبحت قيمة فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود $5.25V$، أوجد قيمة المعامل الحراري لـــ V_Z. ما هي قيمة فرق الجهد بين طرفي زنر ديود عند تصبح درجة حرارته 25^0C.

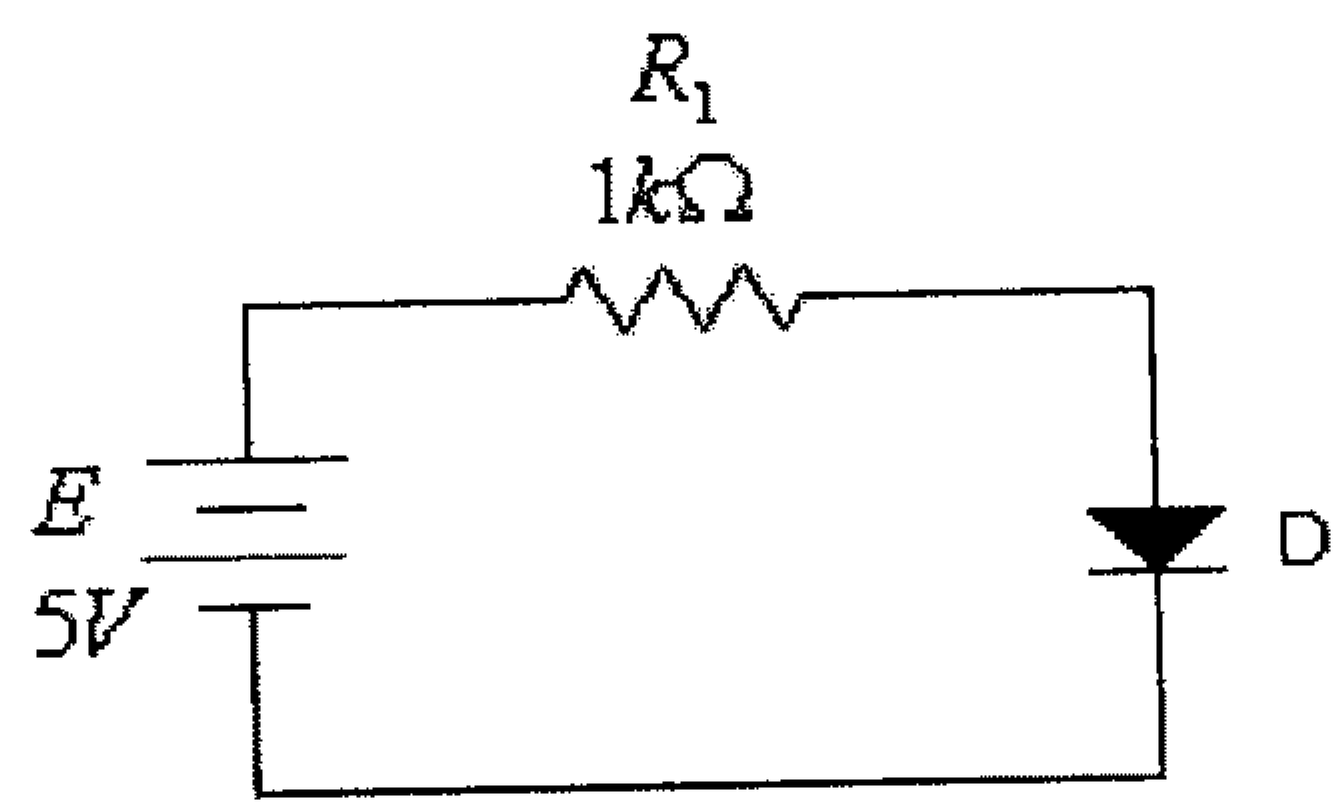
4) اذا كانت خاصية الديود كما هي مبينة في الجدول في السؤال الثاني، أوجد مقدار التيار المار في الديود وفرق الجهد بين طرفيه لكل دائرة من الدوائر المبينة أدناه.

أ)



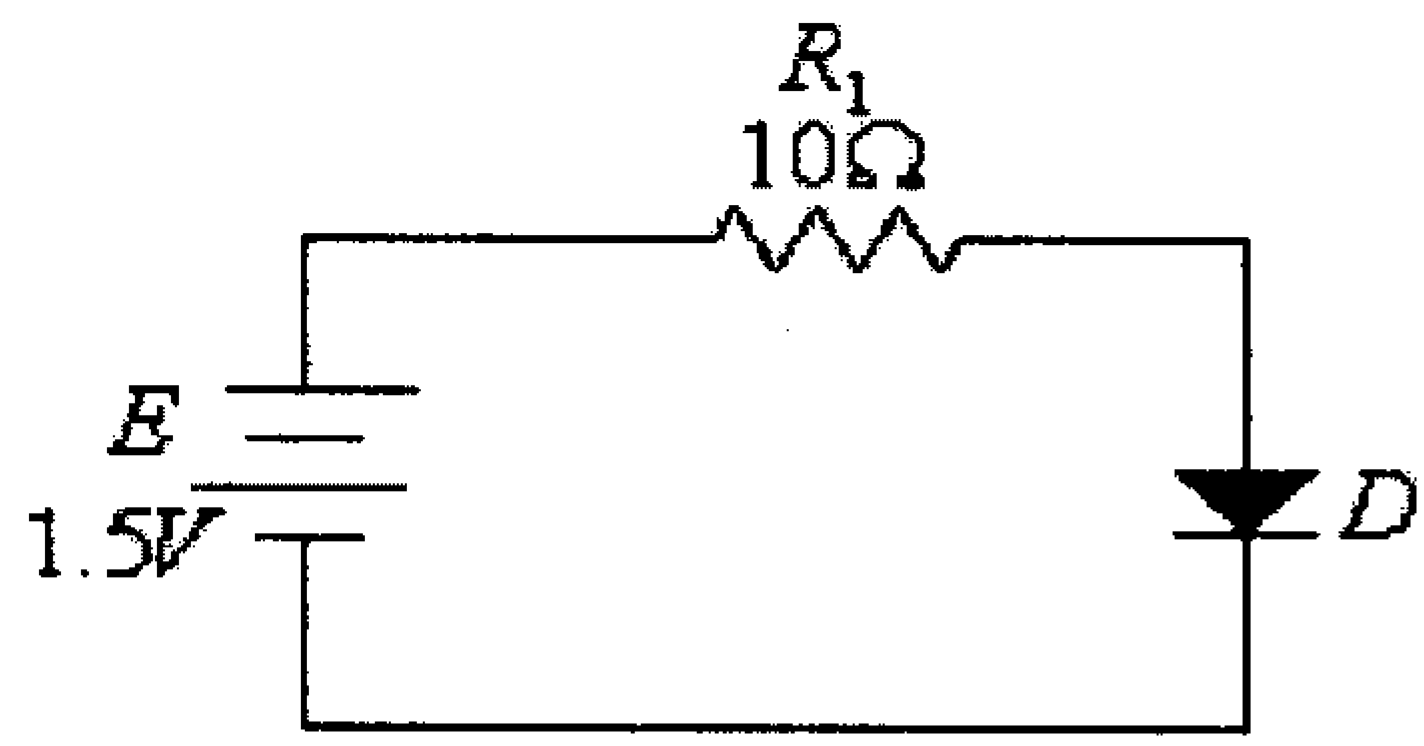
شكل (47)

ب)



شكل (48)

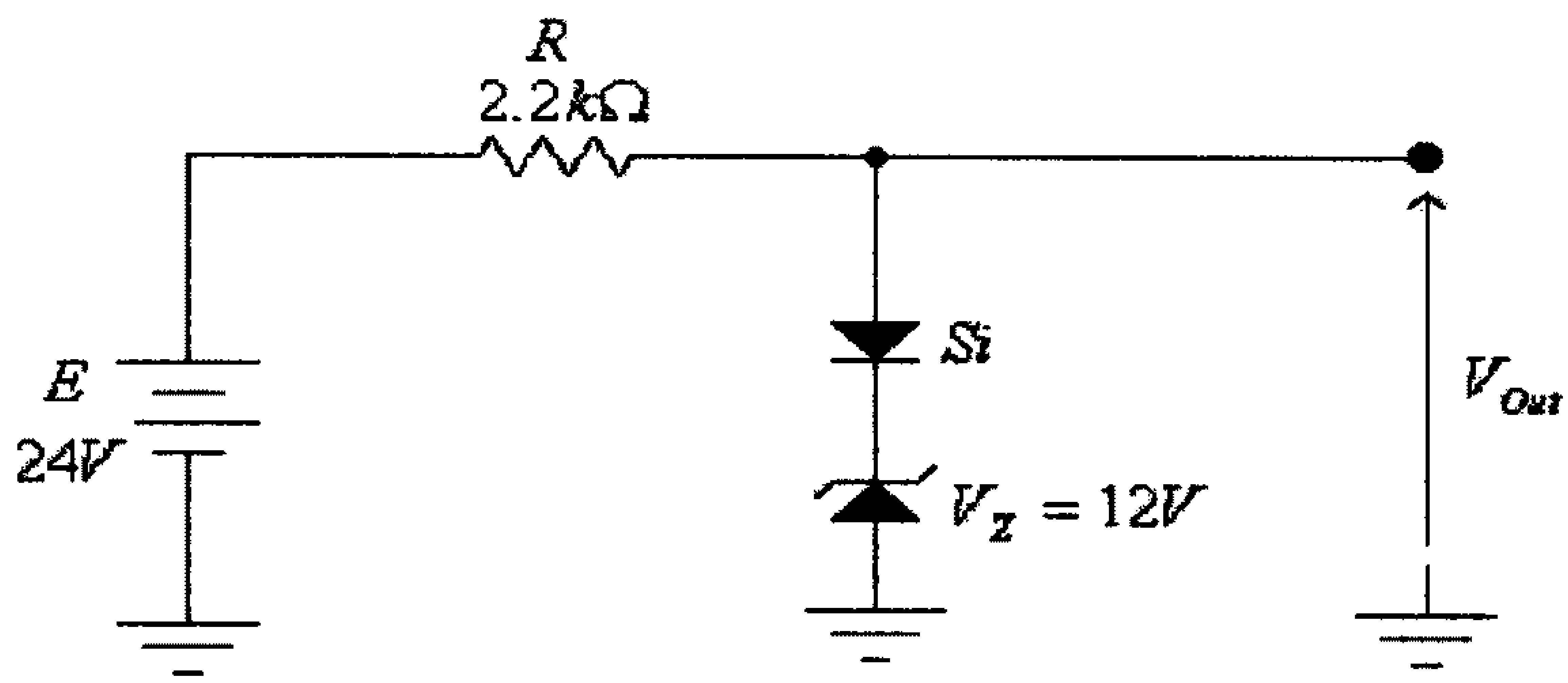
ج)



شكل (49)

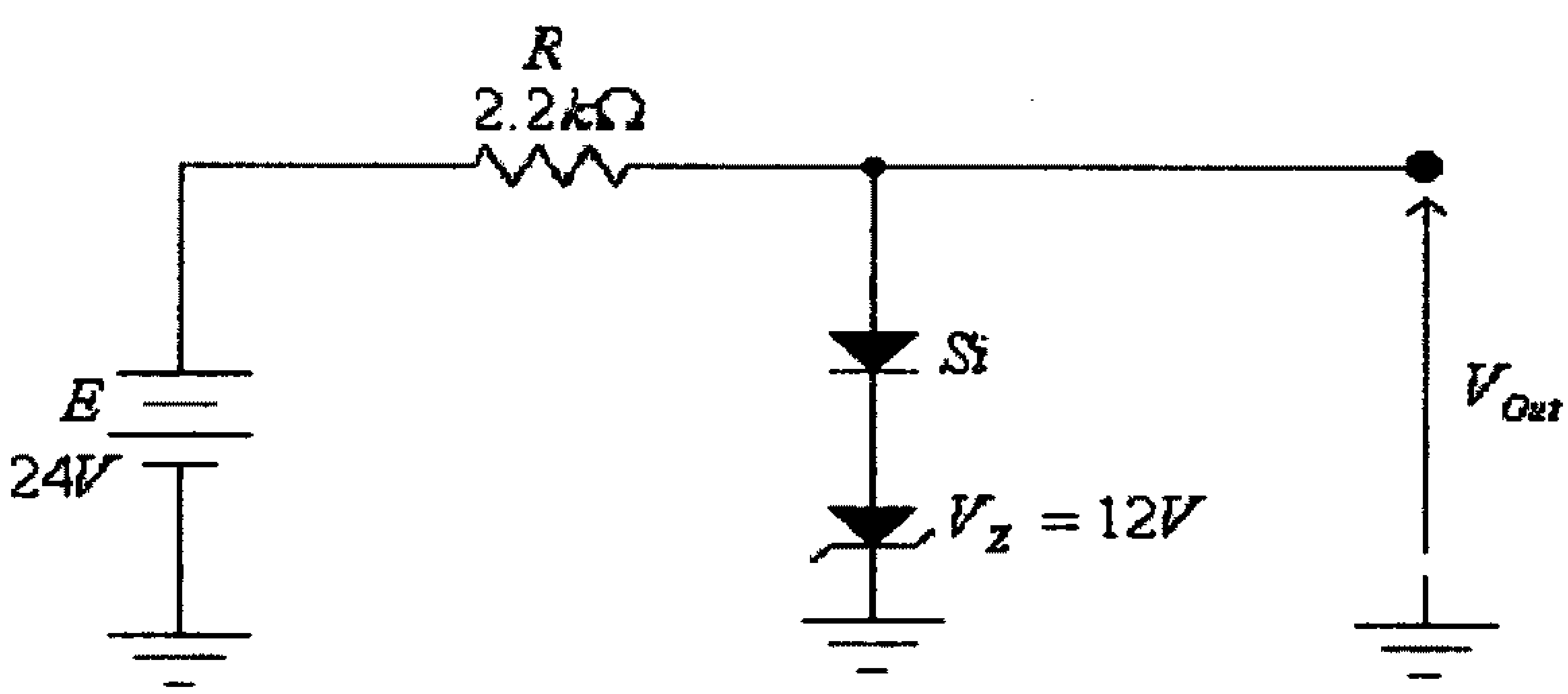
5) لكل من الدوائر التالية، أوجد قيمة V_{Out}، التيار في المقاومة R والقدرة الضائعة في الزنر ديود.

أ)



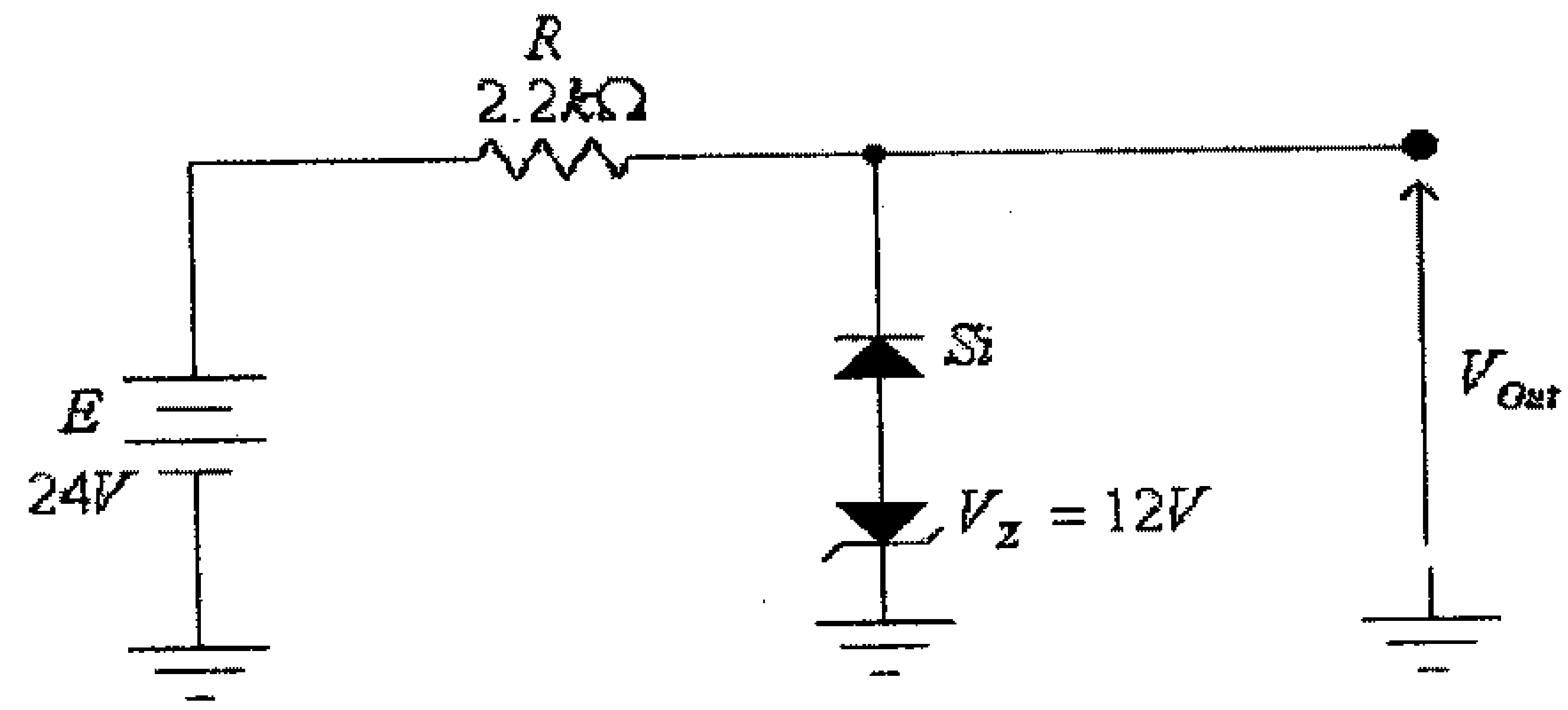
شكل (50)

ب)



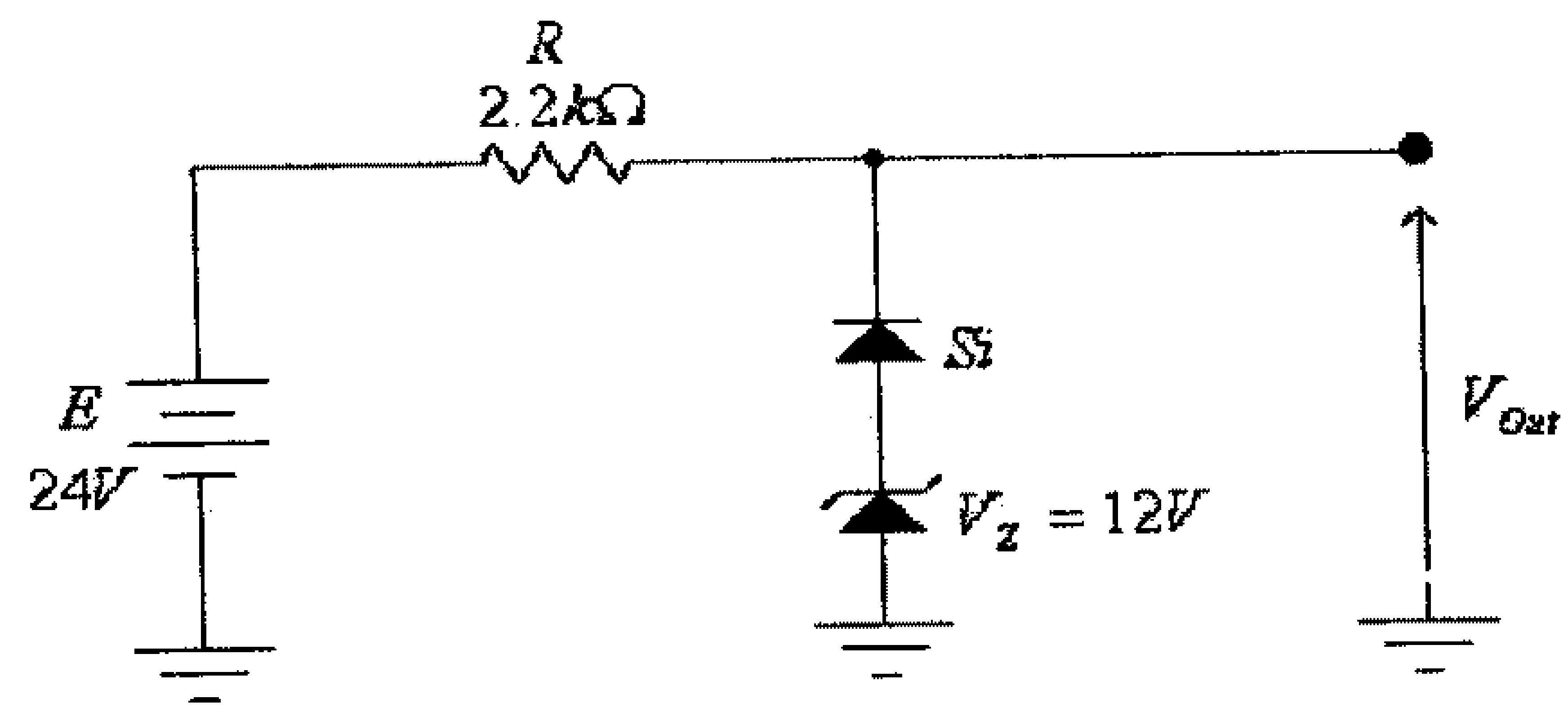
شكل(51)

ج)



شكل (52)

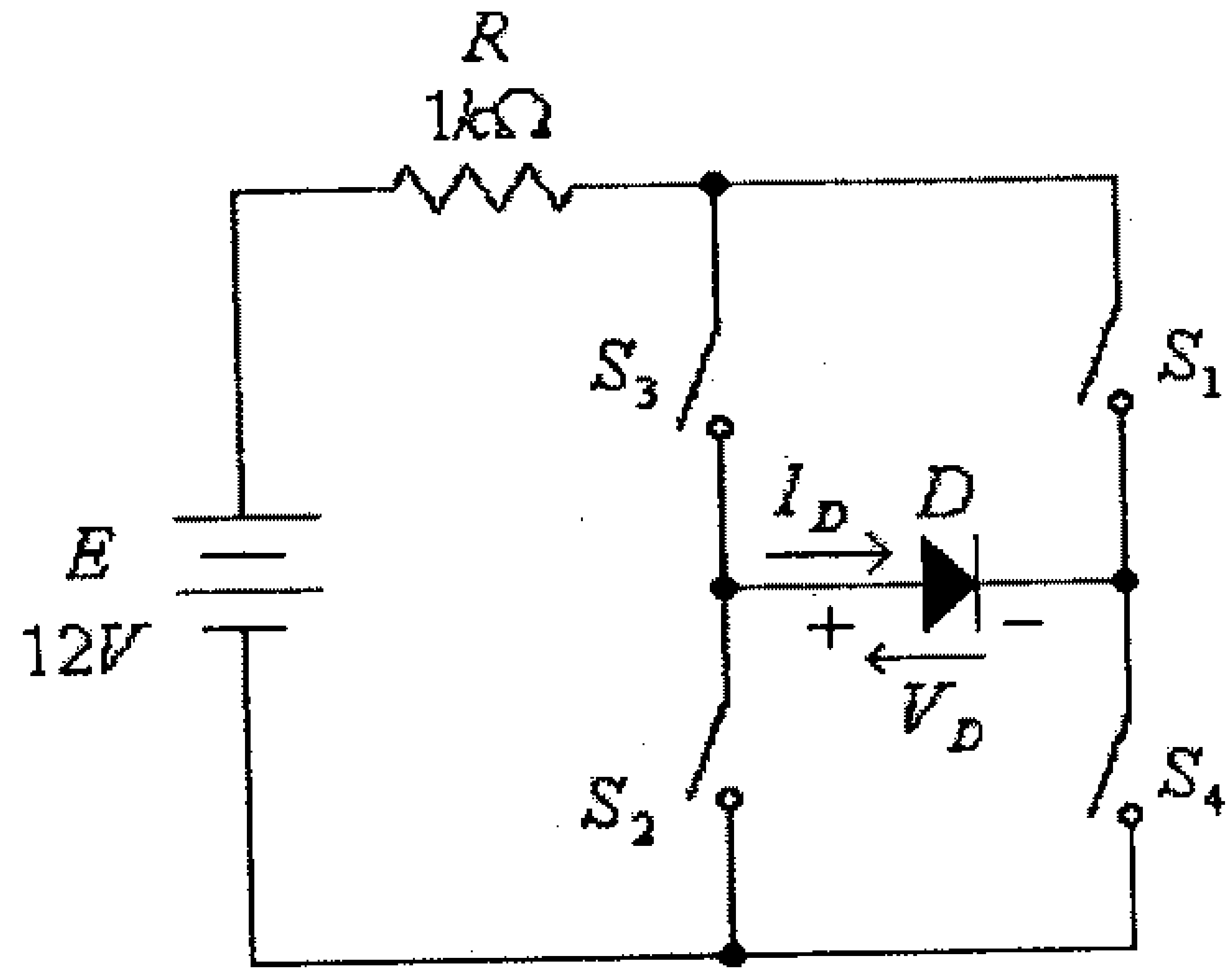
د)



شكل (53)

6) للديود السيليكوني ، أوجد مقدار الزيادة في فرق الجهد بين طرفي الديود واللازمة لجعل قيمة التيار المار في الديود خمسة أمثال قيمته الأصلية. (افرض $T = 300^0 K$ ، $n = 1$).

7) في الدائرة التالية، وإذا علمت أن الديود D مثالياً (ideal diode)، أوجد فرق الجهد بين طرفي الديود، V_D، والتيار المار فيه، I_D ، عند الوضعيات المختلفة للمفاتيح S_1, S_2, S_3, S_4



شكل (54)

الوحدة الثانية

تطبيقات الديود

الوحدة الثانية
تطبيقات الديود

2.1 مدخل

في الوحدة الأولى تناولنا تركيب وخصائص الديود، كما تناولنا أيضاً الدوائر المكافئة المختلفة للديود والتي تستخدم عند دراسة وتحليل الدوائر الإلكترونية المختلفة.
وحيث أن للديودات تطبيقات عديدة في الدوائر الالكترونية المختلفة فإننا في هذه الوحدة سنتطرق الى بعض أهم هذه التطبيقات مثل:

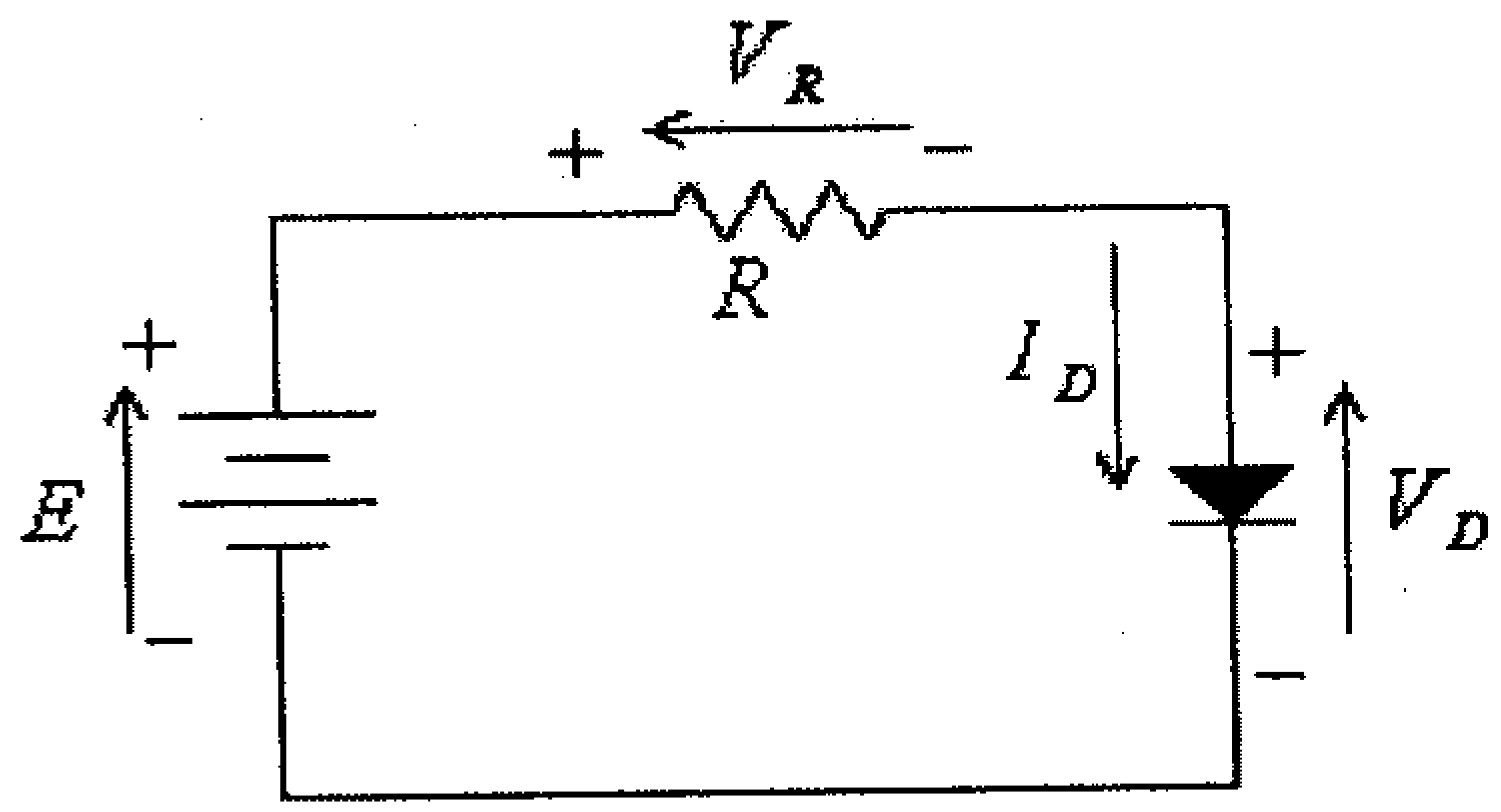
- دوائر التقويم (rectification circuits) والتي تستخدم لتحويل التيار المتردد الى تيار مستمر.
- دوائر التحديد أو القطع (limiters or clippers) والتي تستخدم لتحديد إتساع موجة الجهد حتى لا تتجاوز حداً معيناً.
- دوائر الـ Clampers والتي تستخدم لإضافة أو طرح جهد مستمر لموجه الجهد المتردد.
- دوائر مضاعفة الفولطية (voltage-multipliers) والتي تستخدم لإنتاج فولطيات مستمرة (DC Voltages) بقيم عالية جداً.
- بعض البوابات المنطقية (logic gates) البسيطة التي يمكن بناؤها بإستخدام الديودات.

وسنتعرف في هذه الوحدة أيضاً على دوائر تنظيم الجهد المستمر بإستخدام ثنائيات الزنر.

ولما كان الديود عنصراً غير خطياً (العلاقة بين تيار الديود وفرق الجهد بين طرفيه غير خطية) فإننا في بداية هذه الوحدة سنتطرق الى طريقتين تُستخدمين، بشكل عام، لتحليل الدوائر غير الخطية، ومن ضمنها الدوائر التي تحوي ديوداً واحداً أو أكثر، وهما:
- طريقة خط الحمل (load-line method).
- إستخدام الدوائر المكافئة.

2.2 طريقة خط الحمل (Load-line Method)

وهي من الطرق التقليدية المستخدمة في دراسة وتحليل الدوائر غير الخطية. فللدائرة البسيطة والمبينة في شكل (1) أدناه، وحسب قانون كيرشوف، فأن:

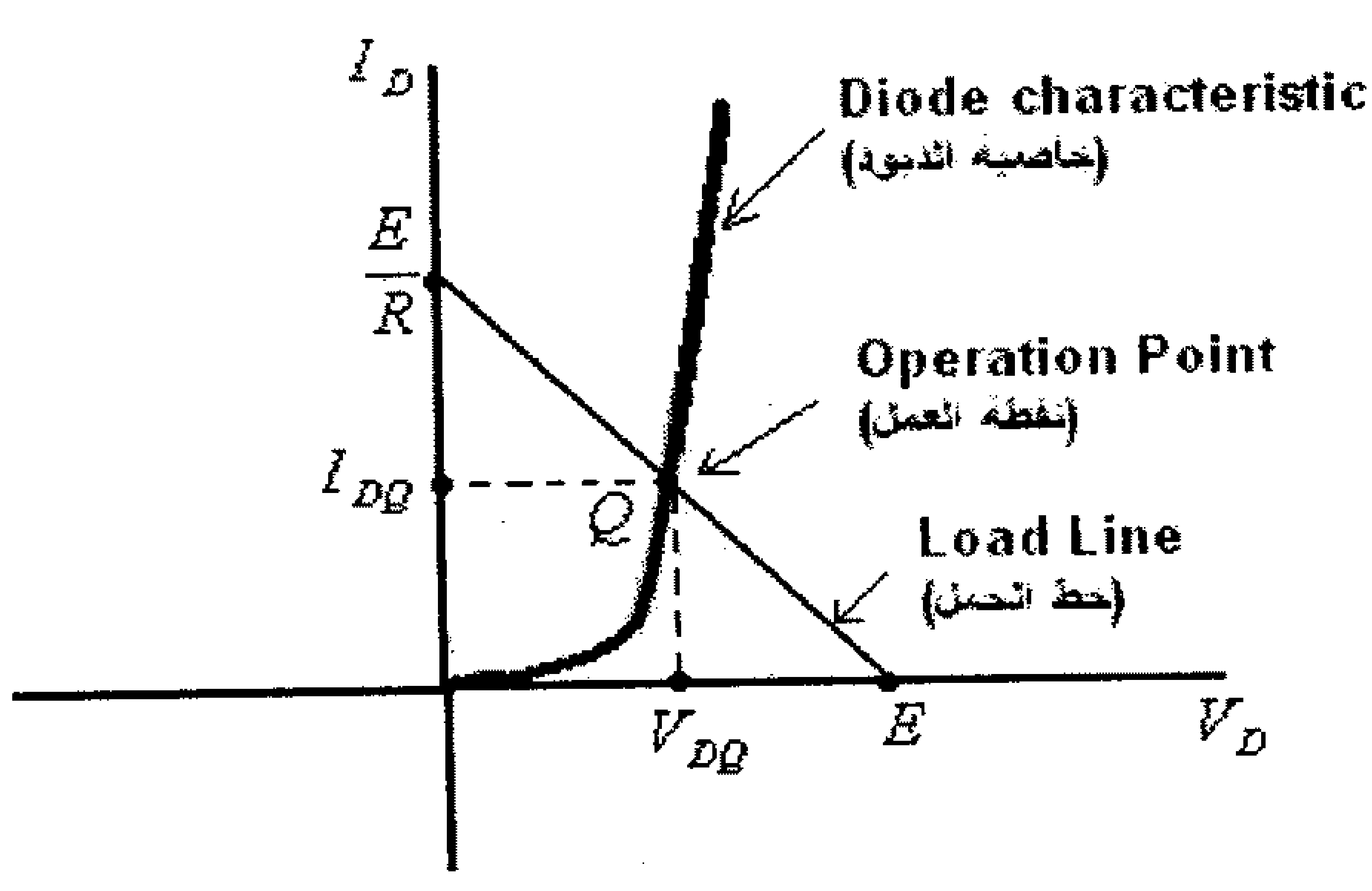


شكل(1)

$$E = V_R + V_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

$$E = I_D . R + V_D \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (2)$$

ونقطة تقاطع الخط المستقيم (والذي يسمى خط الحمل) الذي تمثله هذه المعادلة مع المنحنى الذي يمثل خاصية الديود ستكون نقطة عمل الديود (ويرمز لها عادةً بالرمز Q، من الكلمة الإنجليزية quiescent والتي تعني سكون وذلك للدالة على ثبات التيار في الديود وفرق الجهد بين طرفيه). ونقطة العمل هذه (النقطة Q) تحدد تيار الديود، I_{DQ}، وفرق الجهد بين طرفيه، V_{DQ}، وذلك كما هو مبين في الشكل (2) التالي.

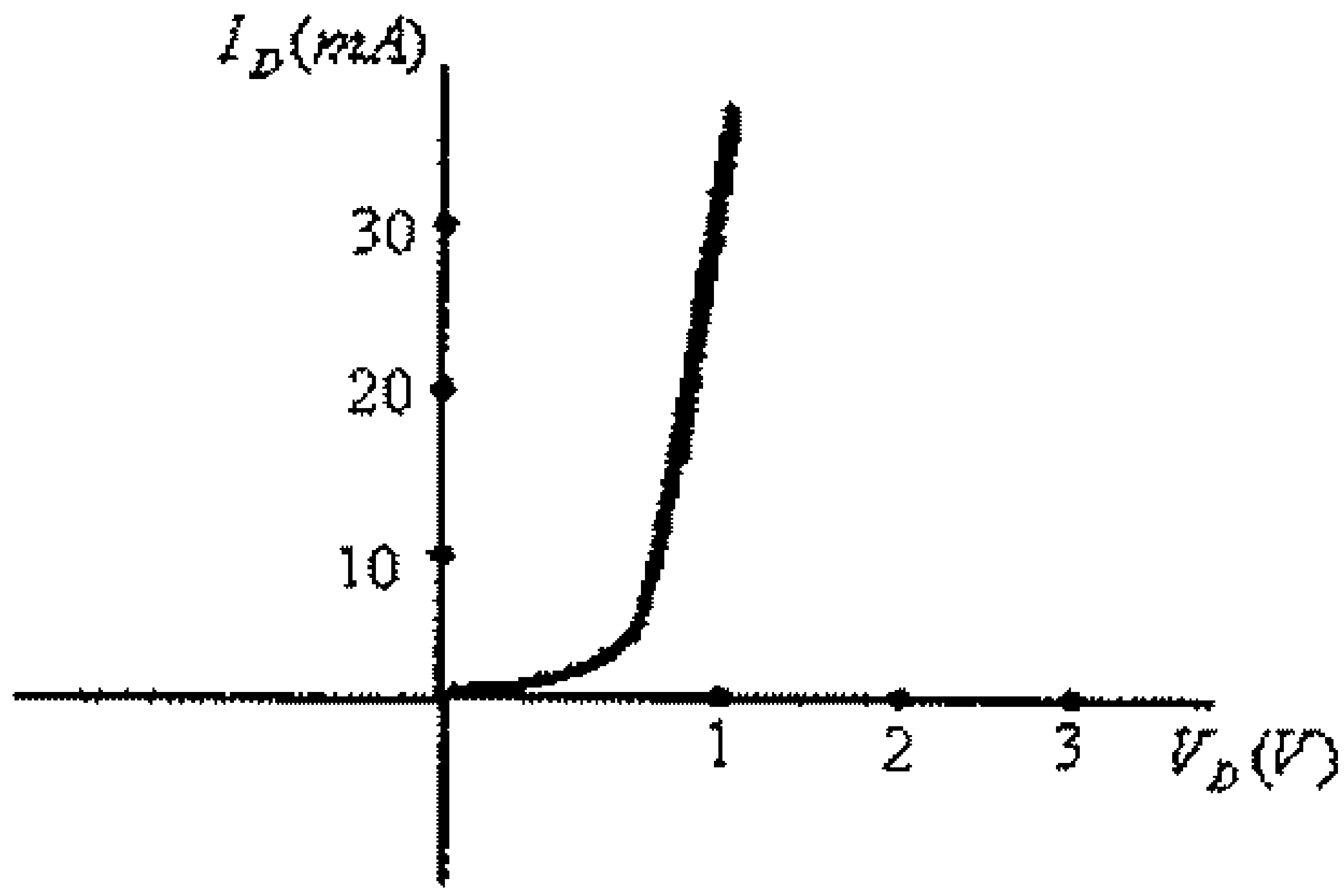


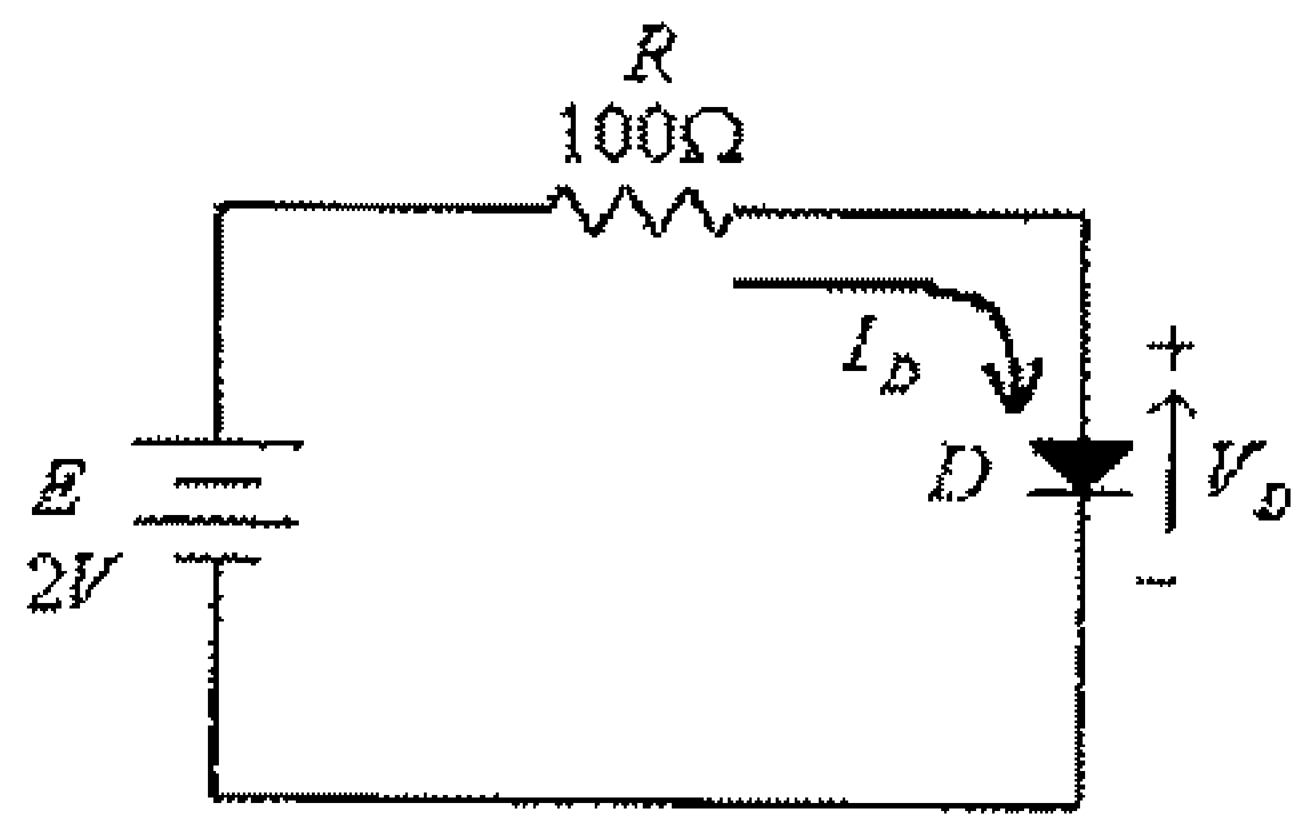
شكل(2)

لاحظ أن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي يمكن ايجادها بجعل قيمة I_D تساوي صفراً في المعادلة رقم (2)، لتجد أن نقطة التقاطع هذه هي النقطة $V_D = E$، وأن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي يمكن ايجادها بجعل قيمة V_D، في المعادلة رقم (2)، تساوي صفراً، لتجد أن نقطة التقاطع هذه هي النقطة $I_D = \frac{E}{R}$.

ولاحظ كذلك أن ميل خط الحمل يساوي $(-\frac{1}{R})$ وأن خط الحمل يتحرك موازياً لنفسه عند تغير قيمة جهد المصدر E، بينما يتغير ميله بتغير قيمة المقاومة R.

مثال (1): للدائرة التالية ولخاصية الديود المبينة أدناه، أوجد قيمة تيار الديود وفرق الجهد بين طرفيه (نقطة عمل الديود).





شكل(3)

الحل:

معادلة خط الحمل هي:

$$E = I_D.R + V_D$$

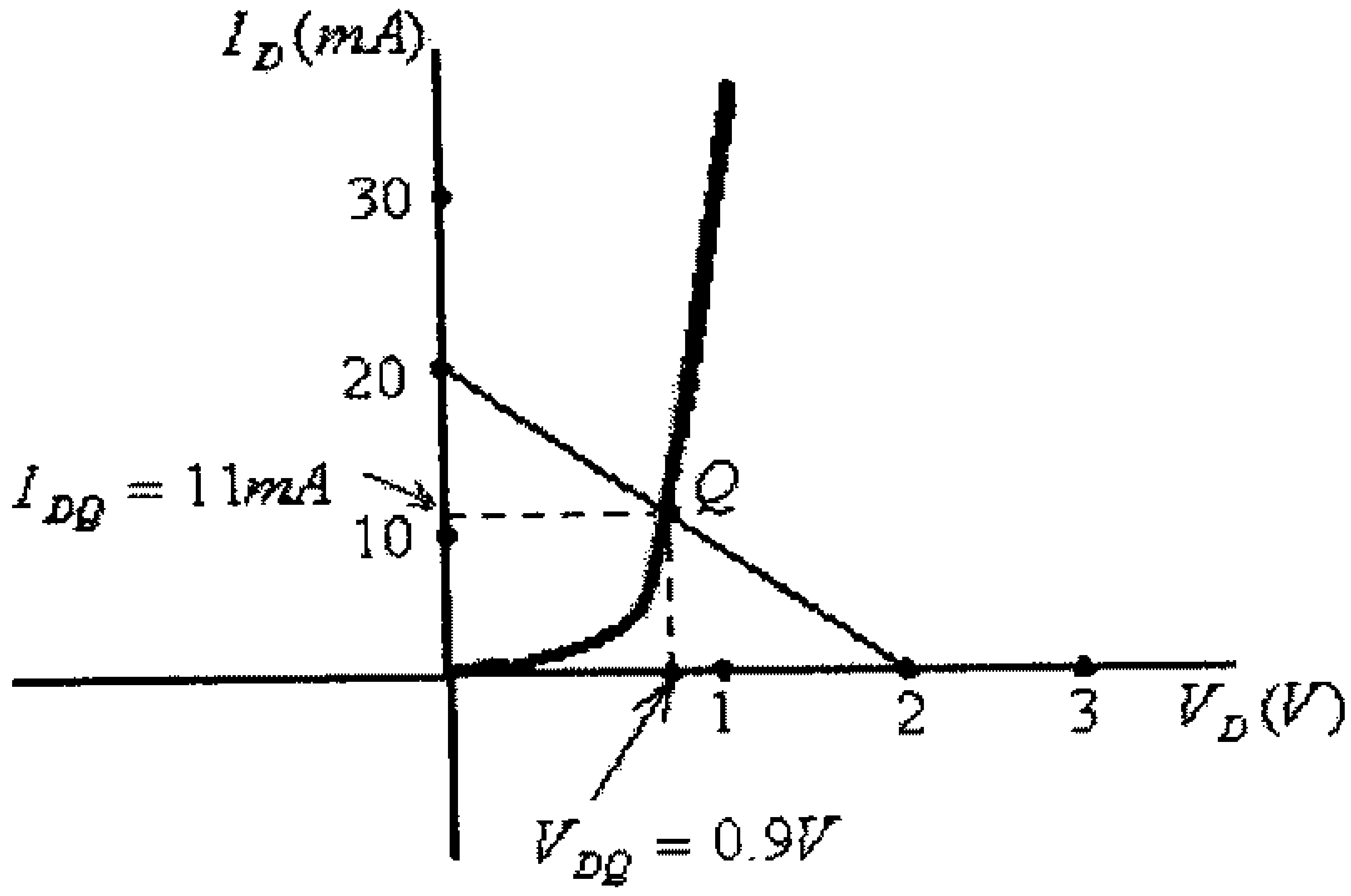
أي:

$$2 = 100I_D + V_D$$

وبالتالي فإن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي هي $V_D = 2$، ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي هي $I_D = \frac{2}{100} = 0.02A = 20mA$. وبعد رسم خط الحمل مع خاصية الديود، كما في الشكل التالي، نجد:

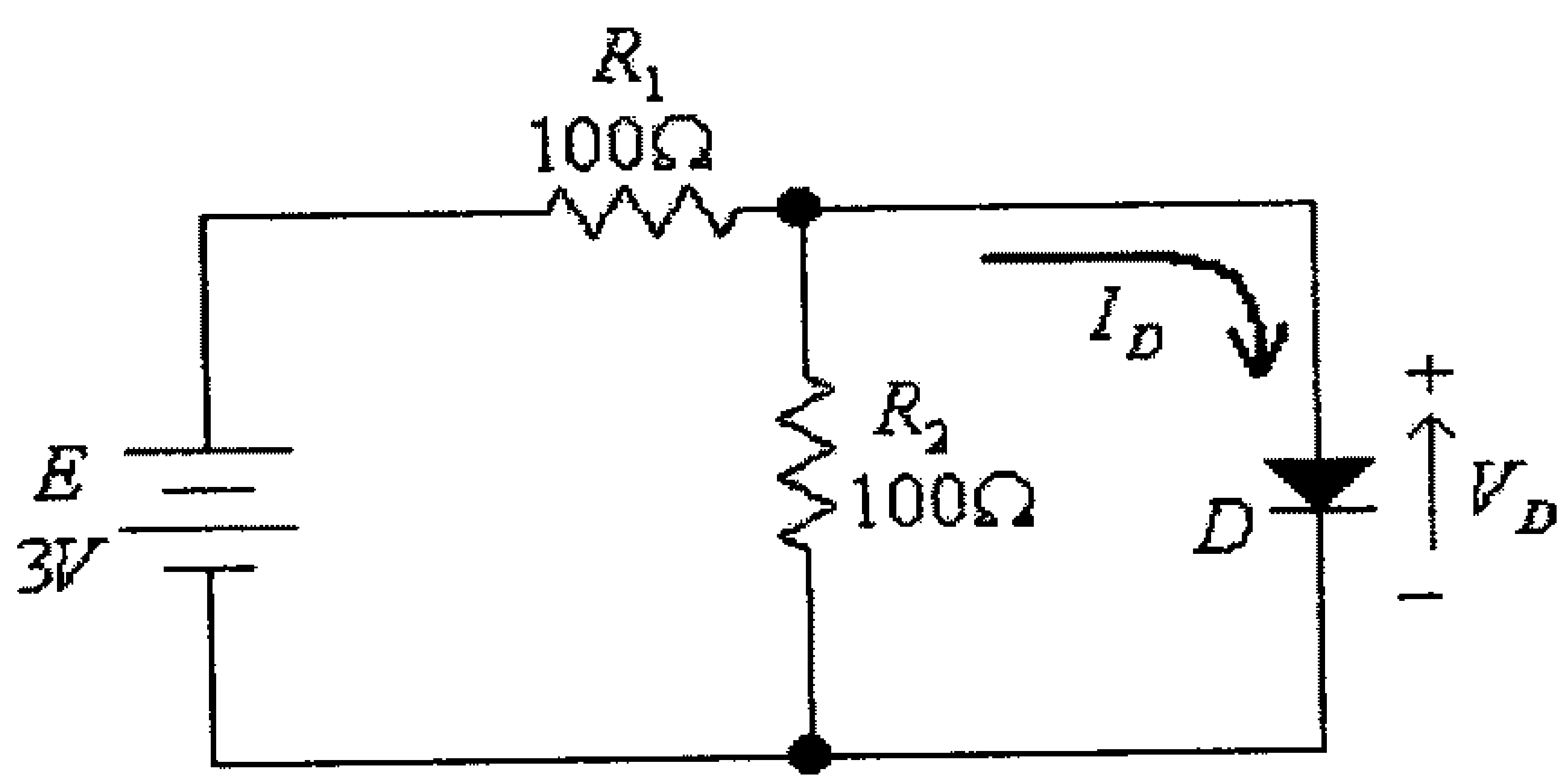
$V_{DQ} = 0.9V$

$I_{DQ} = 11mA$



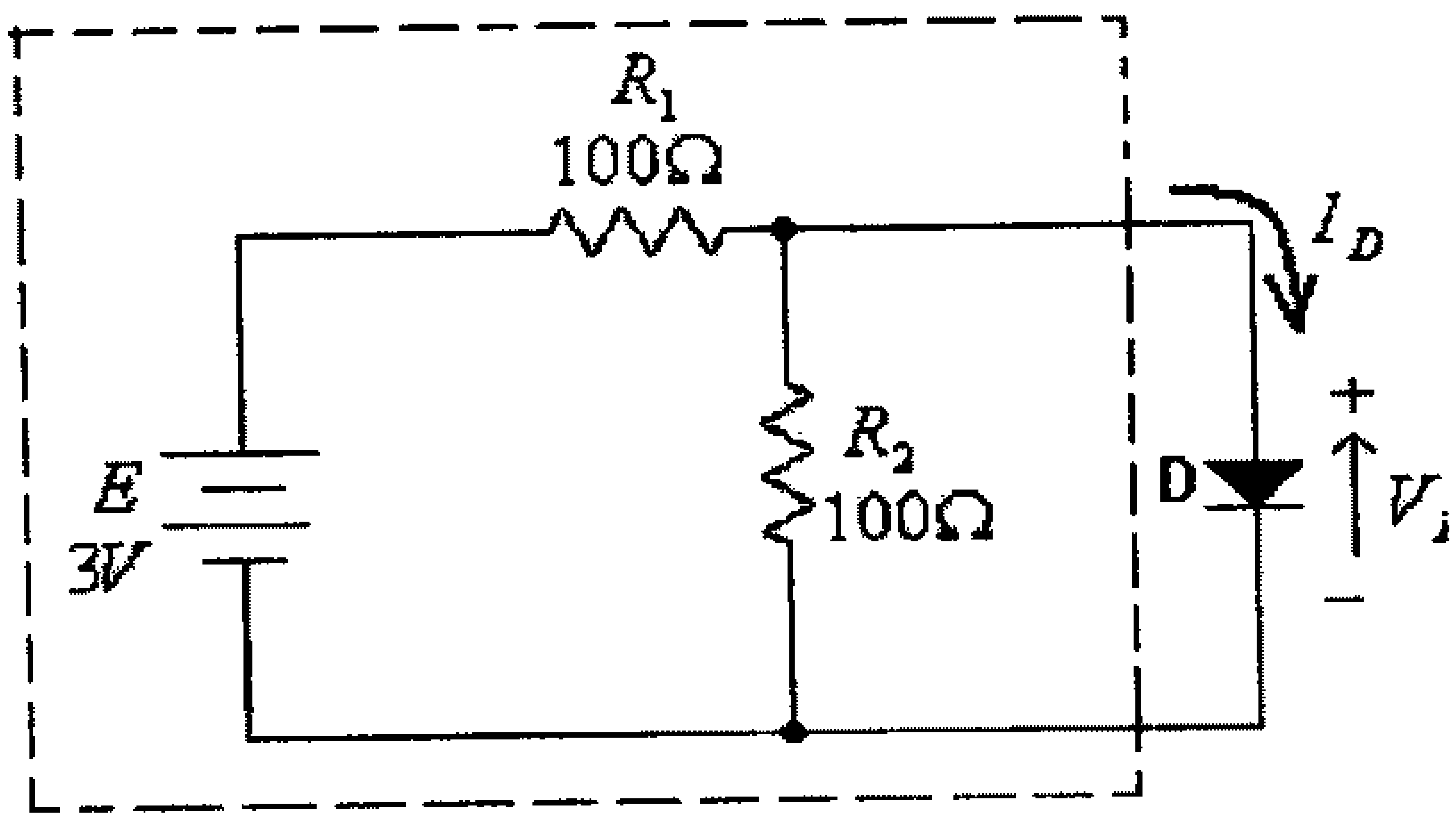
شكل(4)

مثال (2): للدائرة التالية ولخاصية الديود المبينة في المثال السابق، أوجد قيمة تيار الديود وفرق الجهد بين طرفيه.



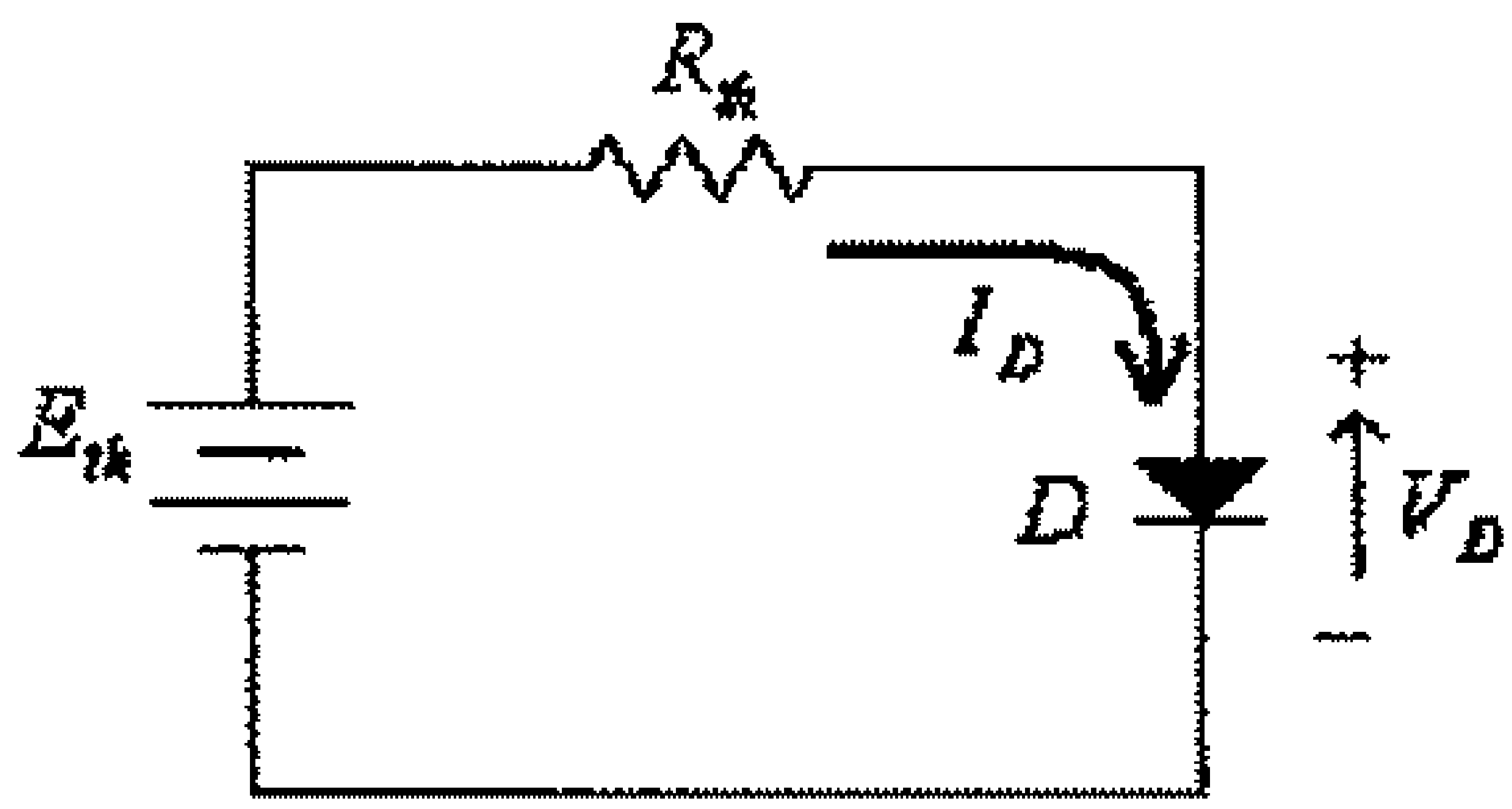
شكل(5)

الحل: بإستخدام نظرية Thevenin ، يمكن إستبدال الدائرة المكونة من كل العناصر ما عدا الديود (أي الدائرة المبينة بالمربع المنقط في الشكل التالي) بدائرتها المكافئة.



شكل(6)

لتصبح الدائرة كما يلي:



شكل(7)

حيث:

$$R_{th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = 50\Omega$$

$$E_{th} = \frac{E.R_2}{R_1 + R_2} = 1.5V$$

معادلة خط الحمل هي:

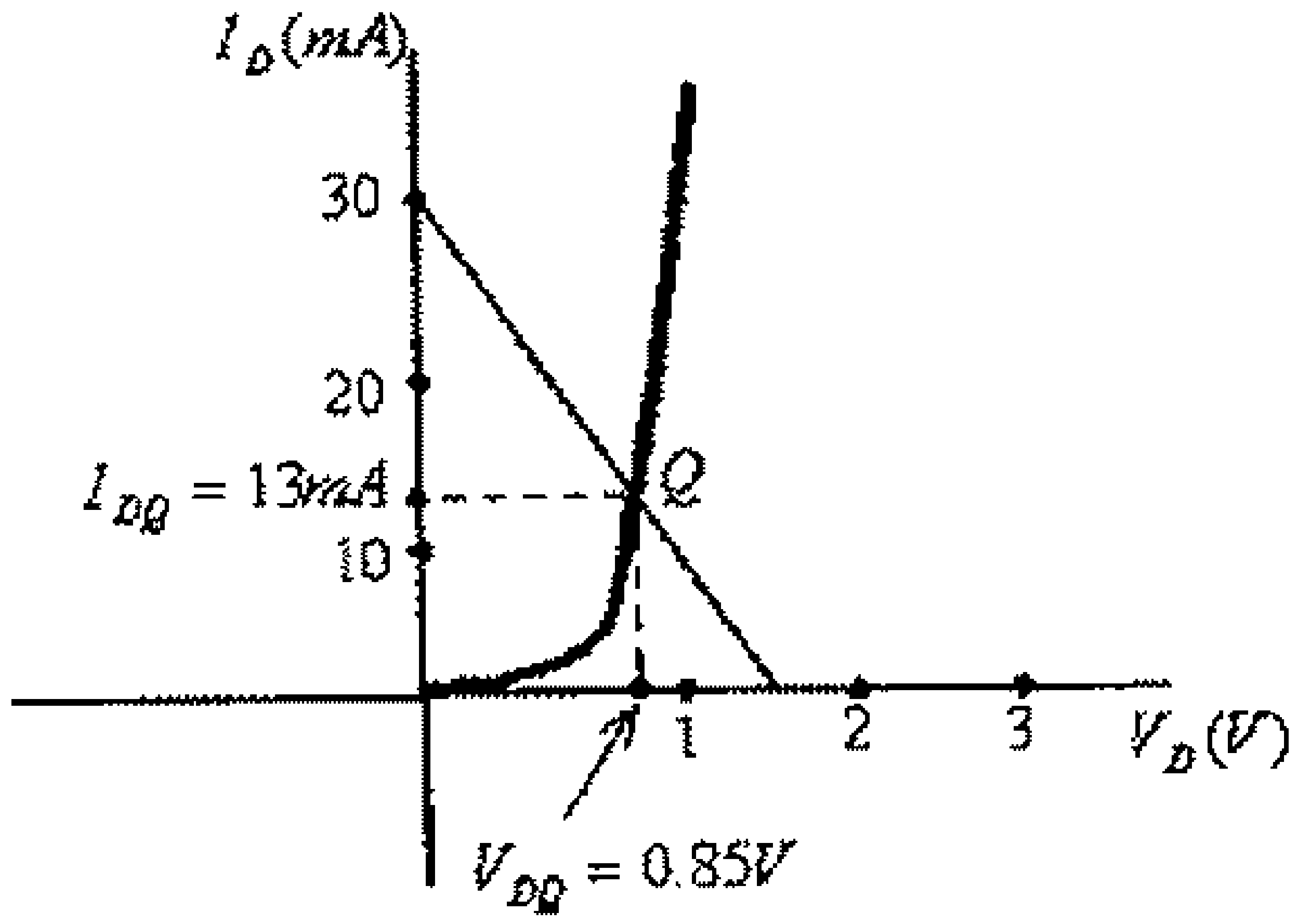
$$E_{th} = I_D.R_{th} + V_D$$

أي:

$$1.5 = 50I_D + V_D$$

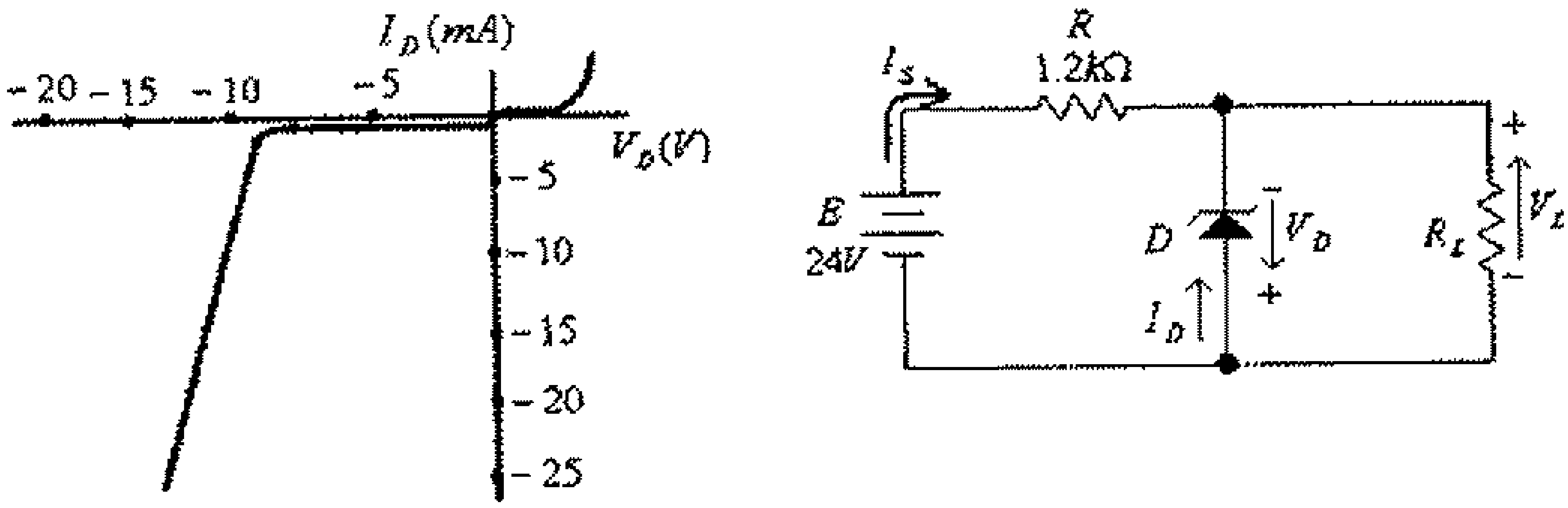
ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي هي $V_D = E_{th} = 1.5V$، ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي هي $I_D = \frac{E_{th}}{R_{th}} = \frac{1.5}{50} = 0.03A = 30mA$. وبعد رسم خط الحمل مع خاصية الديود، كما في الشكل التالي، نجد:

$$V_{DQ} = 0.85V$$
$$I_{DQ} = 13mA$$



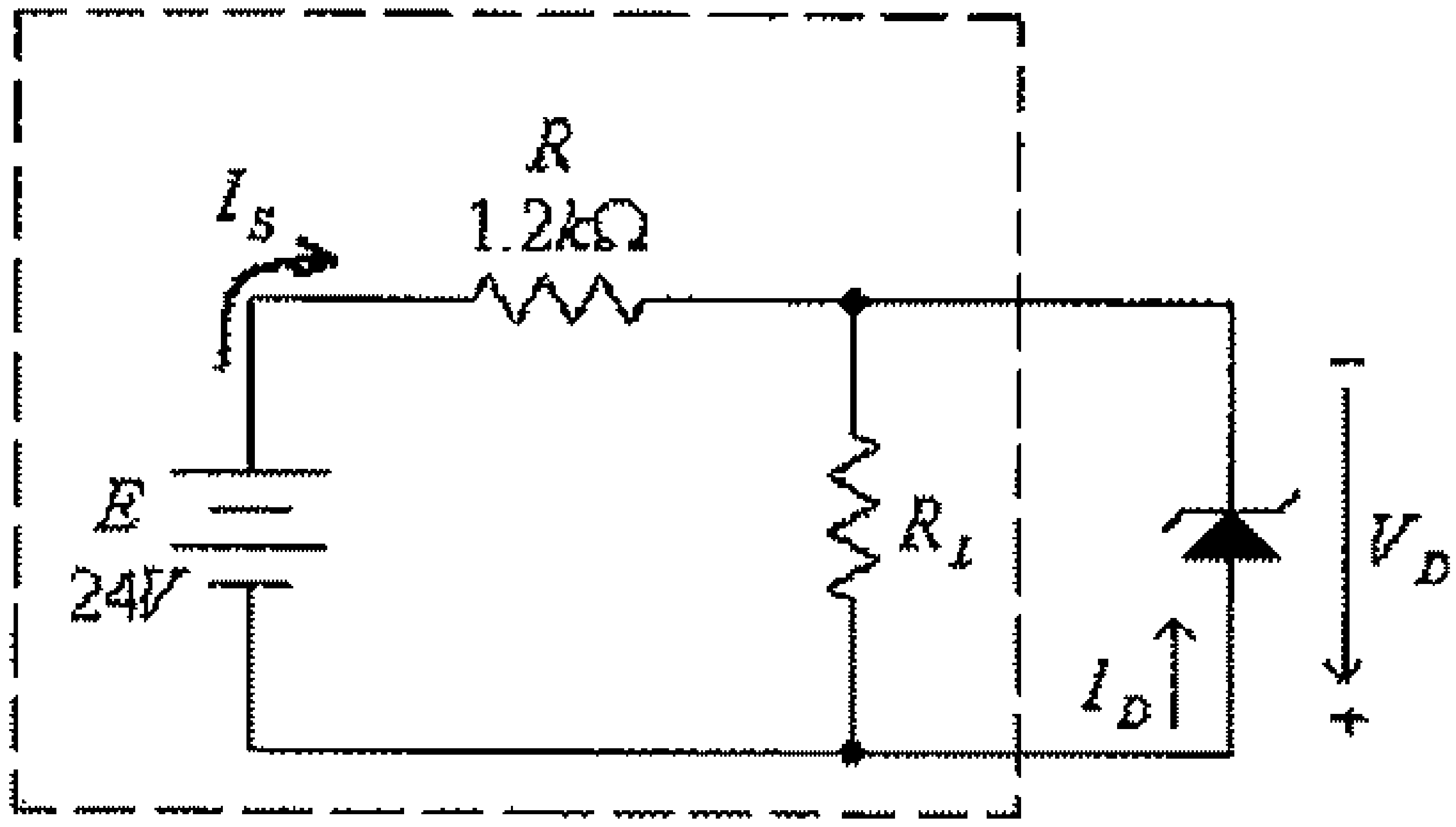
شكل(8)

مثال (3): للدائرة التالية ولخاصية ثنائي الزنر المبينة، أوجد فولطية الحمل، V_L، وتيار المصدر، I_S، عندما تكون مقاومة الحمل $R_L = 1.2k\Omega$، وكذلك عندما تكون $R_L = 400\Omega$.



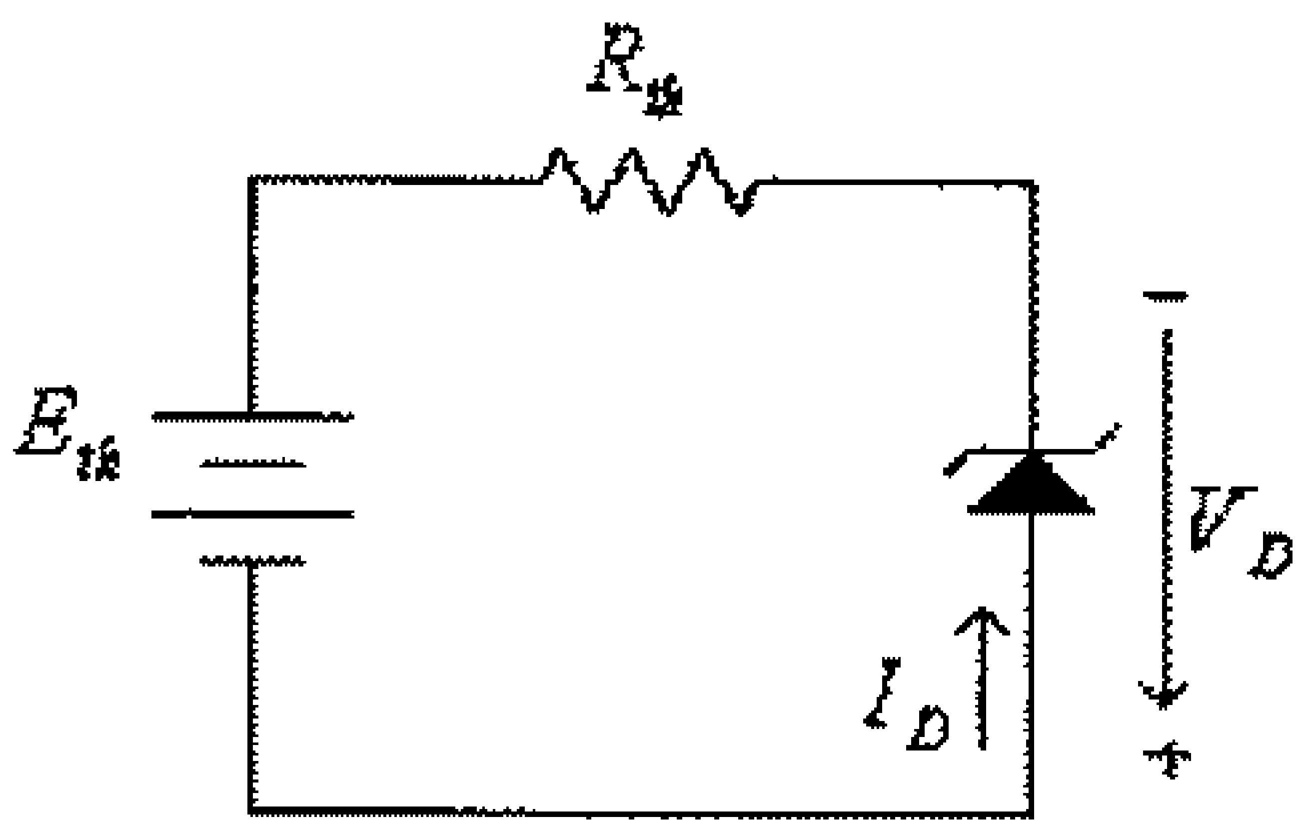
شكل (9)

الحل: بإستخدام نظرية Thevenin ، يمكن إستبدال الدائرة المكونة من كل العناصر ما عدا الزنر ديود (أي الدائرة المبينة بالمربع المنقط في الشكل التالي) بدائرتها المكافئة.



شكل (10)

لتصبح الدائرة كما يلي:



شكل (11)

حيث:

$$R_{th} = \frac{R.R_L}{R + R_L}$$

$$E_{th} = \frac{E.R_L}{R + R_L}$$

وحسب قانون كيرشوف، فأن معادلة خط الحمل، هي:

$$E_{th} + R_{th}.I_D + V_D = 0$$

عند $R_L = 1.2k\Omega$ ، فإن:

$$R_{th} = \frac{(1.2k\Omega).(1.2k\Omega)}{1.2k\Omega + 1.2k\Omega} = 600\Omega$$

$$E_{th} = \frac{24.(1.2k\Omega)}{1.2k\Omega + 1.2k\Omega} = 12V$$

وبالتالي فإن معادلة خط الحمل، هي:

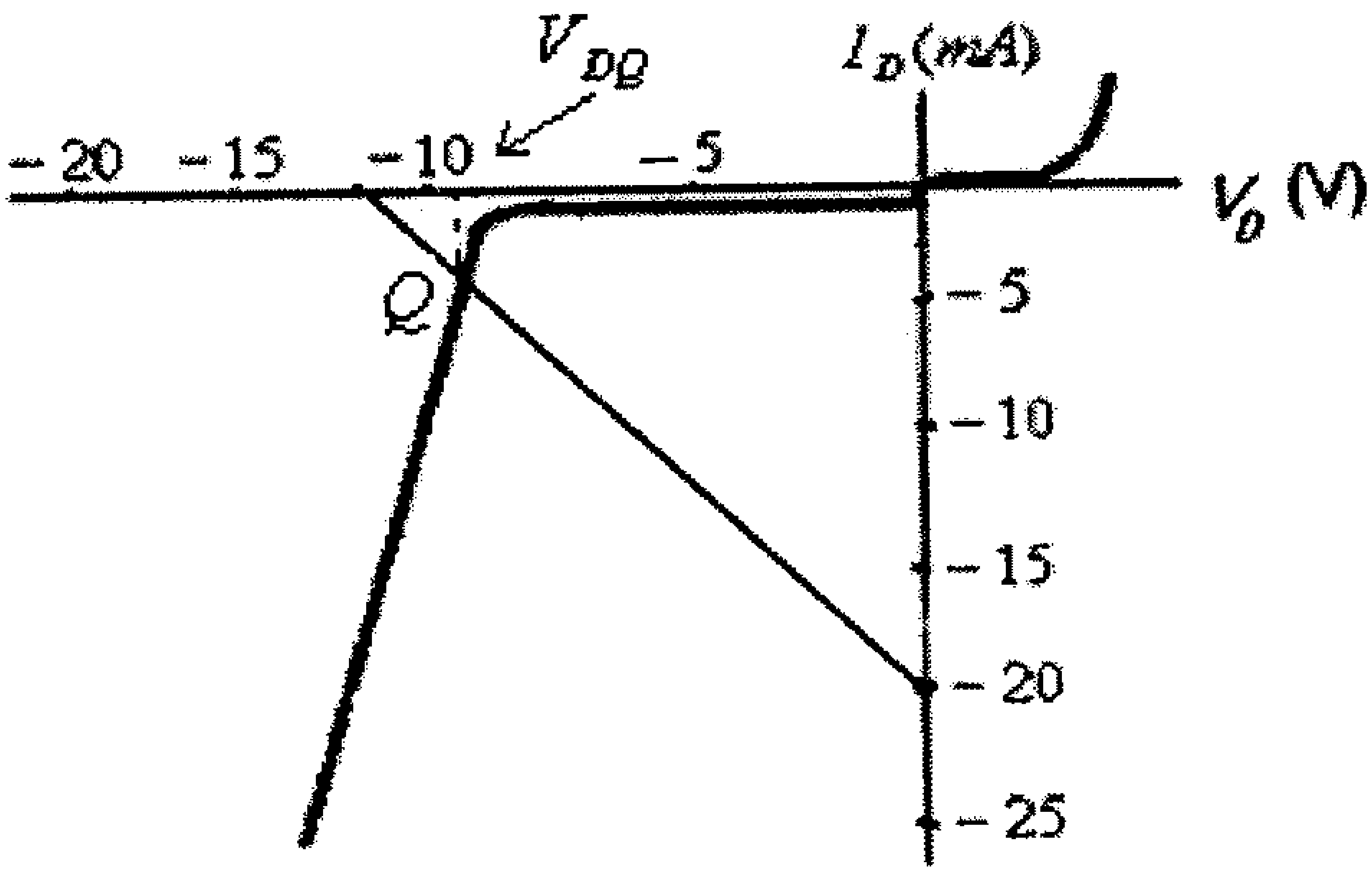
$$12 + 600.I_D + V_D = 0$$

ومنها:

$$600.I_D + V_D = -12$$

ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي هي $V_D = -12V$ ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي هي $I_D = \frac{-12}{600} = -0.02A = -20mA$. وبعد رسم خط الحمل مع خاصية الديود، كما في الشكل التالي، نجد:

$$V_{DQ} = -9.5V$$



شكل (12)

وبالتالي، فإن:

$$V_L = -V_{DQ} = 9.5V$$

وتيار المصدر يمكن أيجاده من الدائرة في شكل (9)، السابق، لتجد:

$$I_S = \frac{E - V_L}{R} = \frac{24 - 9.5}{1200} = 0.0121A = 12.1mA$$

وعند $R_L = 400\Omega$ ، فإن:

$$R_{th} = \frac{(400\Omega).(1.2k\Omega)}{400\Omega + 1.2k\Omega} = 300\Omega$$

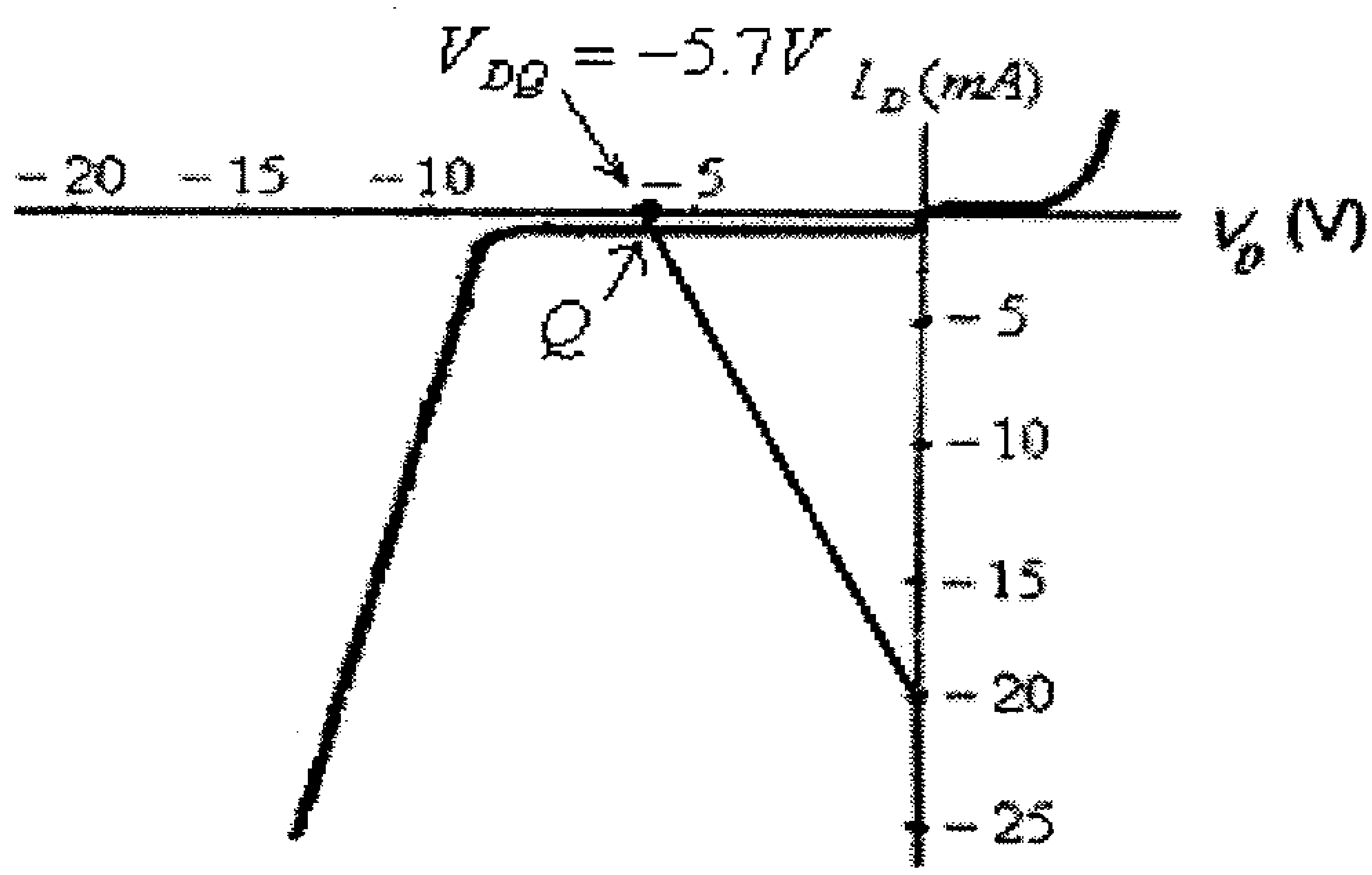
$$E_{th} = \frac{24.(400\Omega)}{400\Omega + 1.2k\Omega} = 6V$$

وبالتالي فإن معادلة خط الحمل، هي:

$$300.I_D + V_D = -6$$

ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي هي $V_D = -6V$ ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي هي $I_D = \frac{-6}{300} = -0.02A = -20mA$. وبعد رسم خط الحمل مع خاصية الديود، كما في الشكل التالي، نجد:

$$V_{DQ} = -5.7V$$



شكل (13)

وبالتالي، فإن:

$$V_L = -V_{DQ} = 5.7V$$

وتيار المصدر هو:

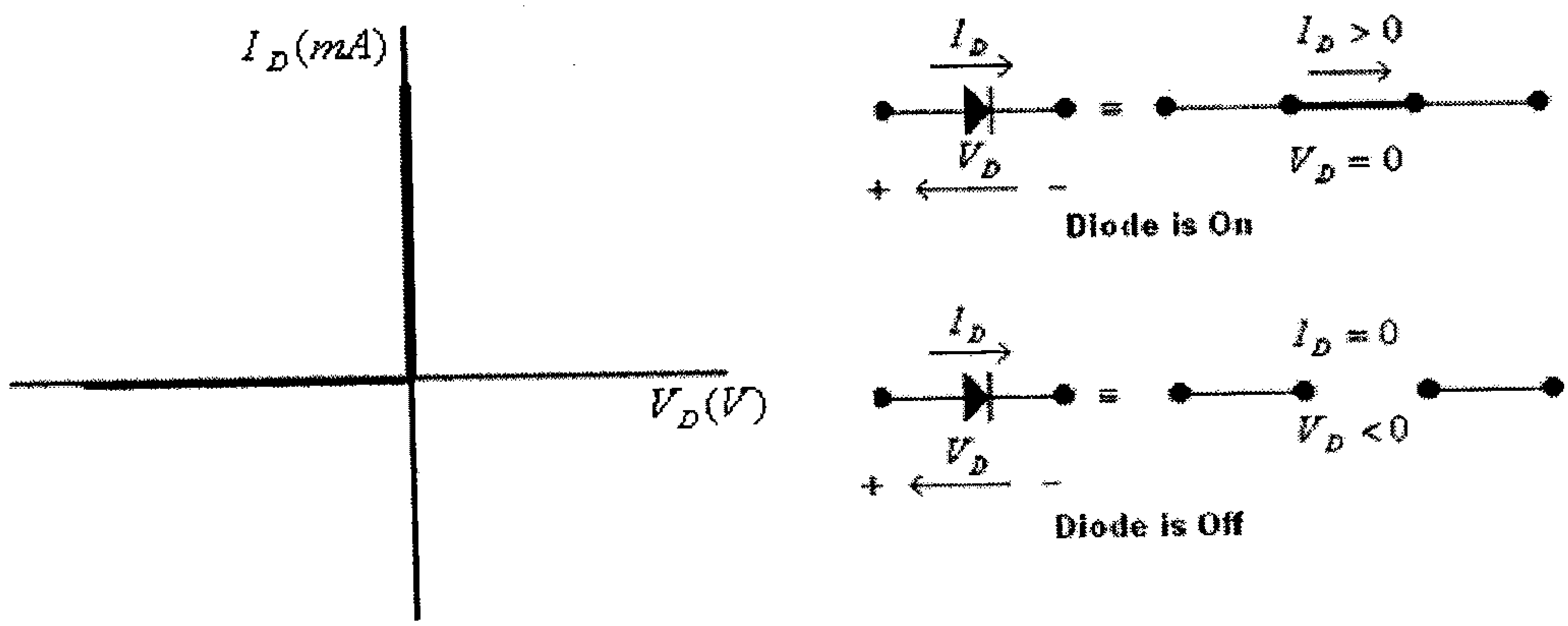
$$I_S = \frac{E - V_L}{R} = \frac{24 - 5.7}{1200} = 0.0153A = 15.3mA$$

2.3 إستخدام الدوائر المكافئة للديود

عرفت من الوحدة الأولى، أنه وبهدف تبسيط دراسة وتحليل الدوائر الالكترونية، يمكن إستبدال الديود بواحدة من دوائره المكافئة الثلاث التالية:

- **الدائرة المكافئة المثالية للديود:** في هذه الدائرة فأن الديود وفي حالة الإنحياز الأمامي يُكافيء دارة قصر (short circuit)، لذا يكون فرق الجهد بين طرفيه يساوي صفراً وإتجاه التيار فيه موجباً (من المصعد الى المهبط). وفي حالة الإنحياز العكسي فأن الديود يُكافيء دارة مفتوحة (open circuit) وتكون قيمة التيار فيه تساوي صفراً وفرق الجهد بين طرفيه سالباً (جهد المصعد أقل من جهد المهبط).

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة للديود المثالي وخاصيته.

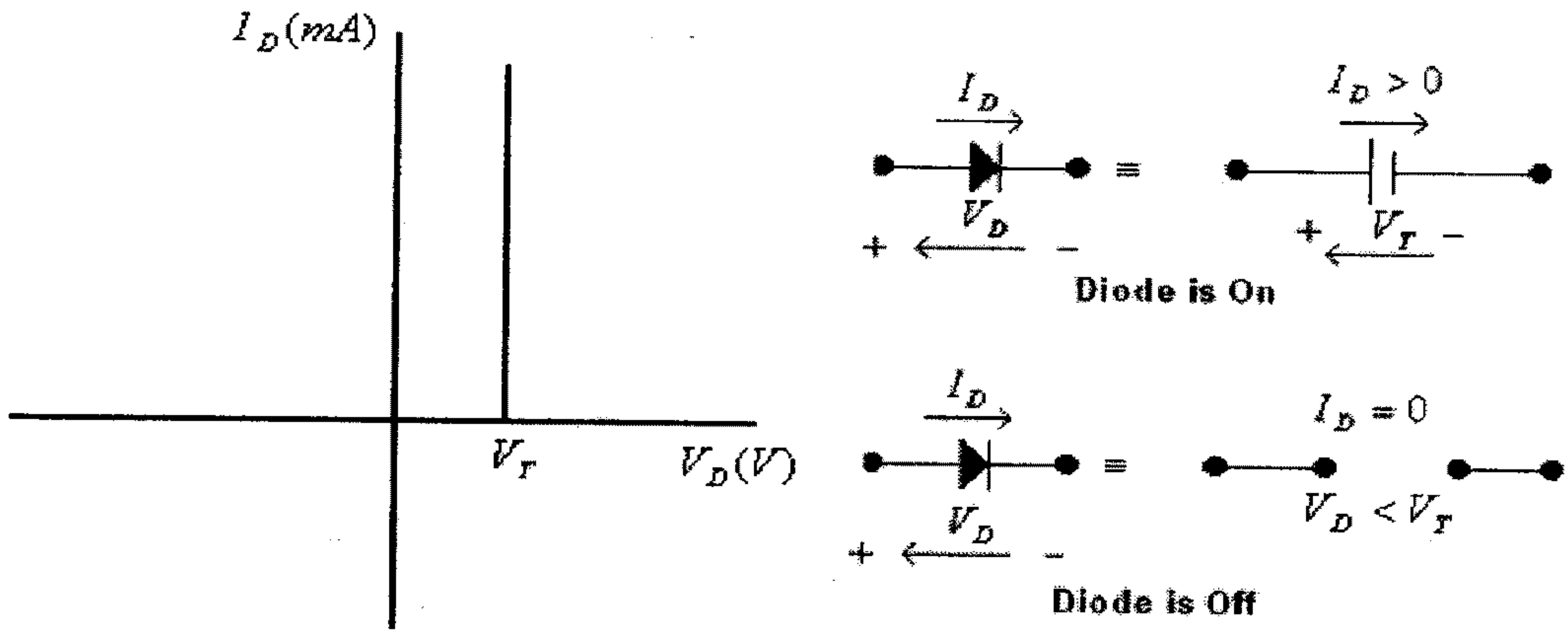


شكل(14)

وكما ذُكر في الوحدة الأولى، يمكن استخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية وقيم المقاومات الموجودة في الدائرة الالكترونية التي ندرسها كبيرة نسبياً.

- **الدائرة المكافئة المُبسّطة:** في هذه الدائرة فأن الديود وفي حالة الإنحياز الأمامي يُكافيء مصدر جهد(voltage source) قيمته تساوي جهد العتبة (threshold voltage V_T)، للديود، لذا يكون فرق الجهد بين طرفيه ثابتاً ويساوي القيمة V_T وإتجاه التيار فيه موجباً (من المصعد الى المهبط). وفي حالة الإنحياز العكسي فأن الديود يُكافيء دارة مفتوحة (open circuit) وتكون قيمة التيار فيه تساوي صفراً وفرق الجهد بين طرفيه أقل من القيمة V_T.

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة المبسطة للديود وخاصيته.

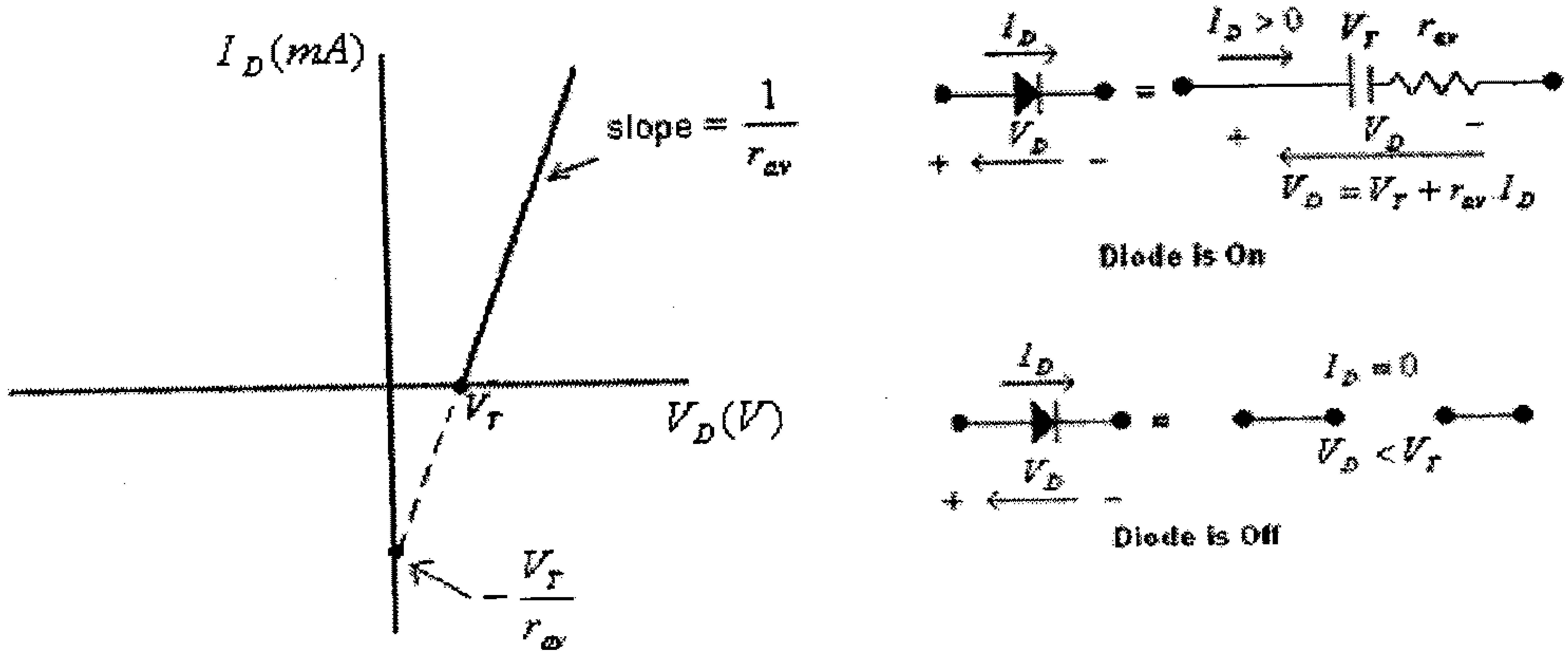


شكل(15)

ويمكن استخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية في الدائرة الالكترونية التي ندرسها قليلة نسبياً أو كانت قيم المقاومات الموجودة في الدائرة التي ندرسها كبيرة نسبياً.

- **الدائرة المكافئة الخطية للديود:** في هذه الدائرة فأن الديود وفي حالة الإنحياز الأمامي يُكافيء مصدر جهد(voltage source) قيمته تساوي جهد العتبة، V_T، للديود موصولاً على التوالي مع مقاومة مادية قيمتها تساوي المقاومة المتوسطة للديود، r_{av}، لذا يتغير فرق الجهد بين طرفي الديود بتغير التيار المار فيه. وفي حالة الإنحياز العكسي فأن الديود يكافيء دارة مفتوحة (open circuit) وتكون قيمة التيار فيه تساوي صفراً وفرق الجهد بين طرفيه أقل من القيمة V_T.

الشكل التالي يبين الدائرة المكافئة الخطية للديود وخاصيته.



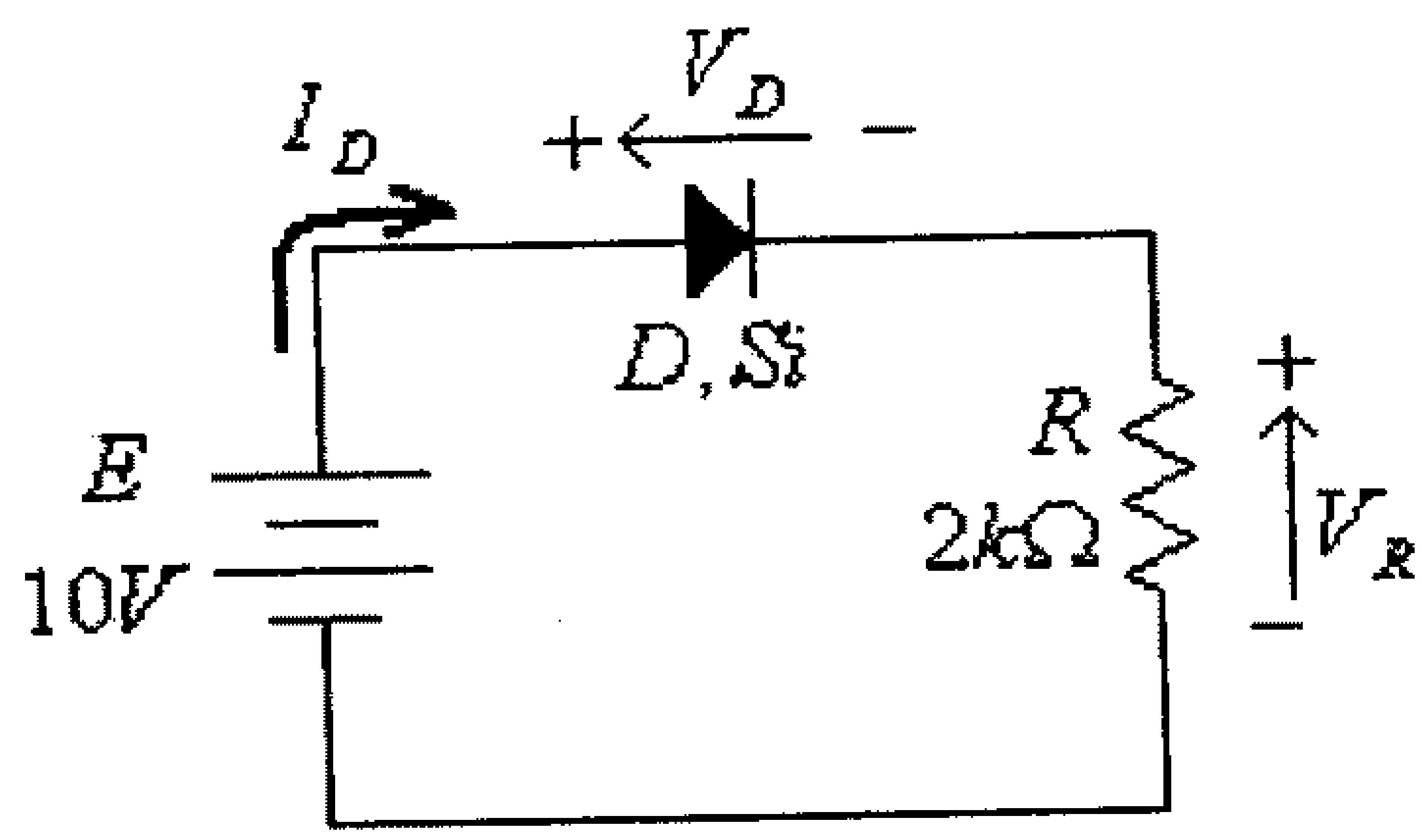
شكل (16)

يمكن استخدام هذه الدائرة المكافئة أذا كانت قيم مصادر التغذية في الدائرة الالكترونية التي ندرسها قليلة نسبياً أو كانت قيم المقاومات الموجودة في الدائرة التي ندرسها قليلة نسبياً.

وتبدأ عملية دراسة الدائرة الالكترونية أولاً بتحديد حالة كل ديود من الديودات الموجودة في هذه الدائرة، فإذا كان التيار المار في الديود موجباً فإن الديود يكون بحالة On وإذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود سالباً فإن الديود يكون في حالة Off.

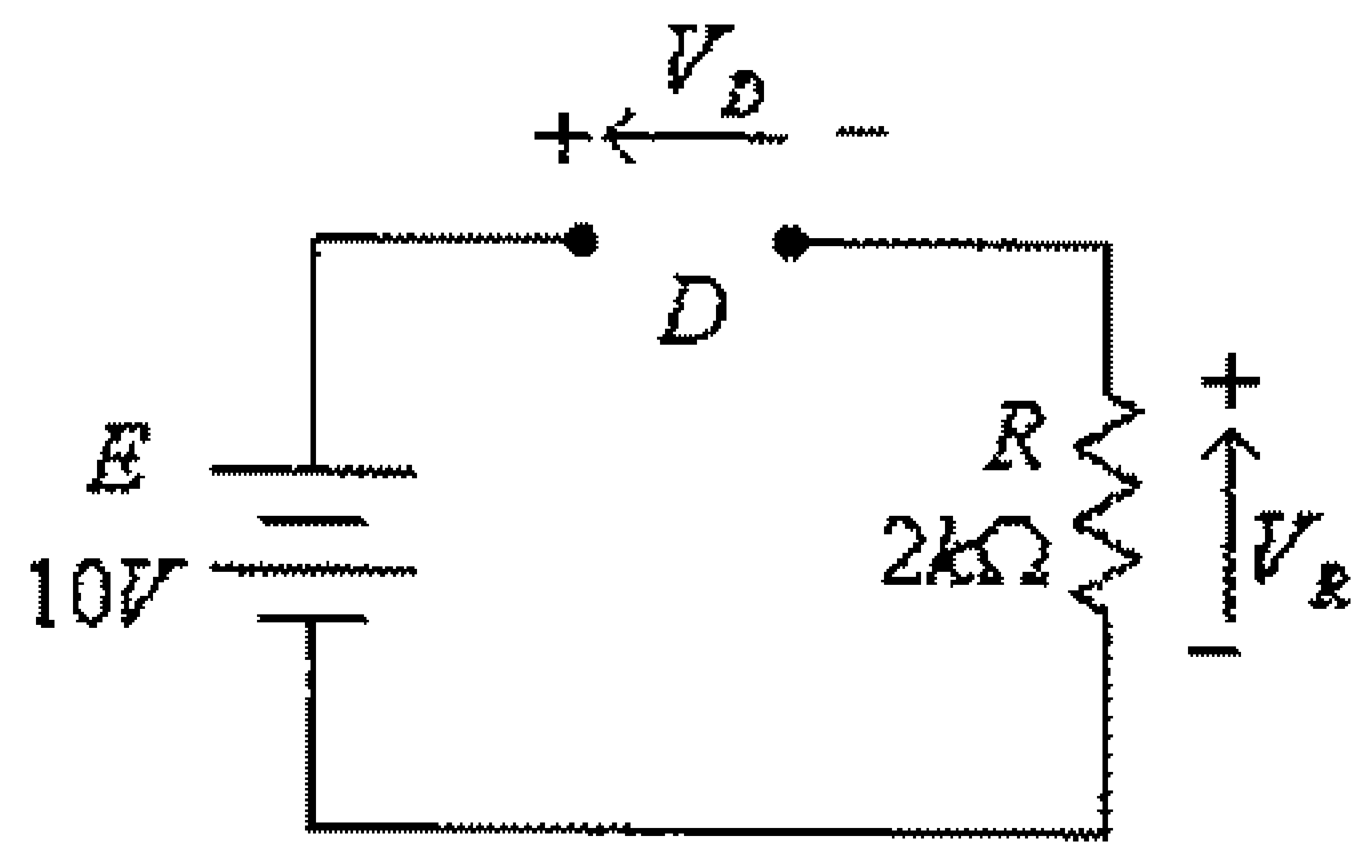
ومما يجب ذكره أيضاً أن في حالة عدم الإشارة الى نوع الديود، في الدائرة الالكترونيه التي تتم دراستها، فإنه يتم إفتراض أن هذا الديود مثالياً.

مثال(4): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_D، I_D، P_D، V_R و P_R



شكل(17)

الحل: تبدأ دراسة هذه الدائرة بتحديد حالة الديود D . فعلى إفتراض أن الديود في وضع off فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (18)

في هذه الدائرة:

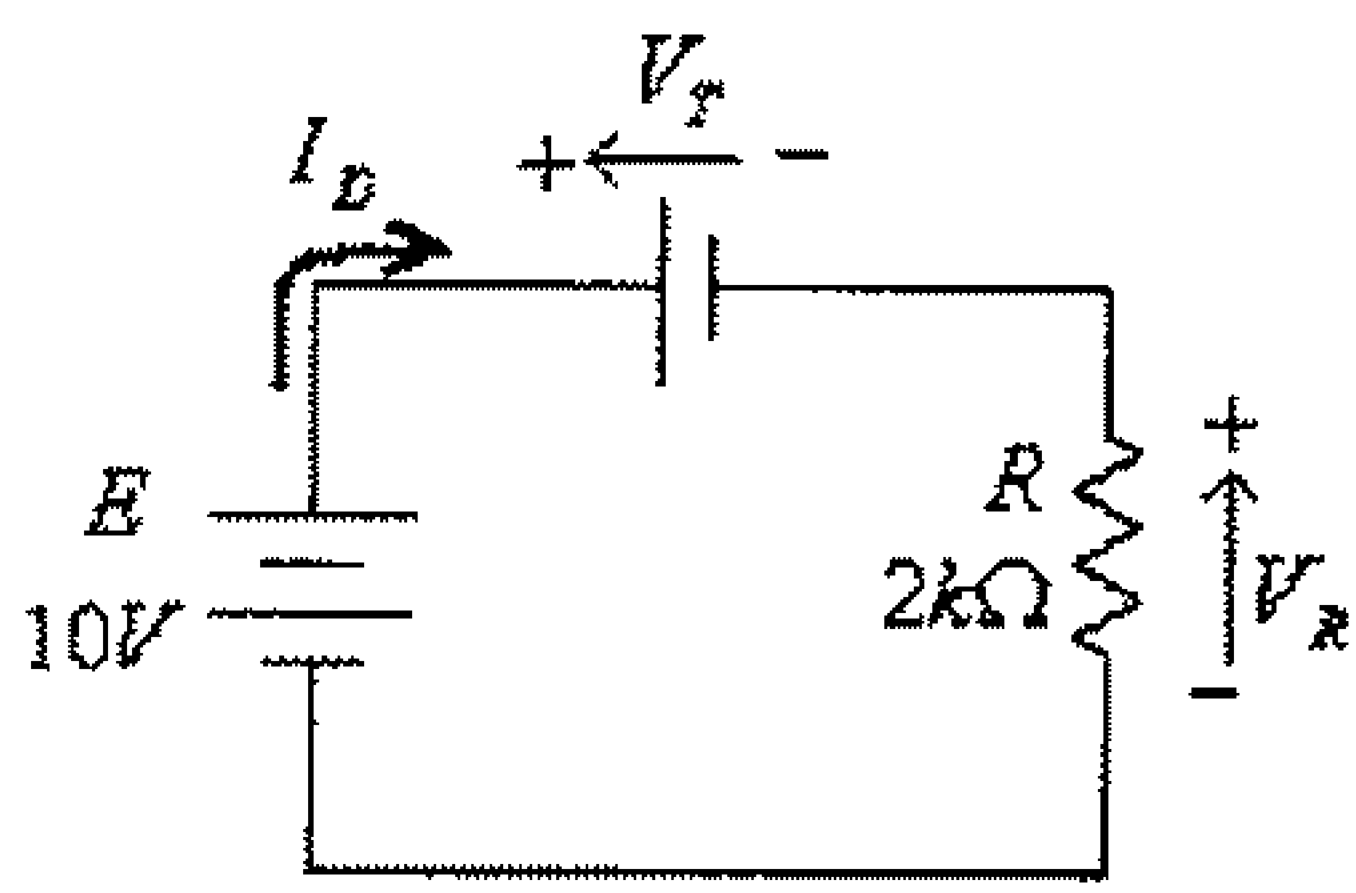
$$E - V_D = 0$$

ومنها:

$$V_D = E = 10V$$

وبما أن فرق الجهد بين طرفي الديود D أكبر من جهد العتبة للديود، V_T، والتي تساوي $0.7V$ فإن الديود في وضع on.

وعندما يكون الديود D في وضع on، فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (19)

في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{E - V_T}{R} = \frac{10 - 0.7}{2000} = 0.00465A = 4.65mA$$

(لاحظ أن قيمة التيار في الديود D موجبة وهذا يؤكد أيضاً أن هذا الديود في وضع on).
وبالتالي فإن:

$$V_D = V_T = 0.7V$$
$$I_D = 4.65mA$$
$$P_D = V_D.I_D = 0.7(4.65x10^{-3}) = 3.255x10^{-3}W = 3.255mW$$
$$V_R = I_D.R = 4.65x10^{-3}(2x10^3) = 9.3V$$

أو:

$$V_R = E - V_D = 10 - 0.7 = 9.3V$$

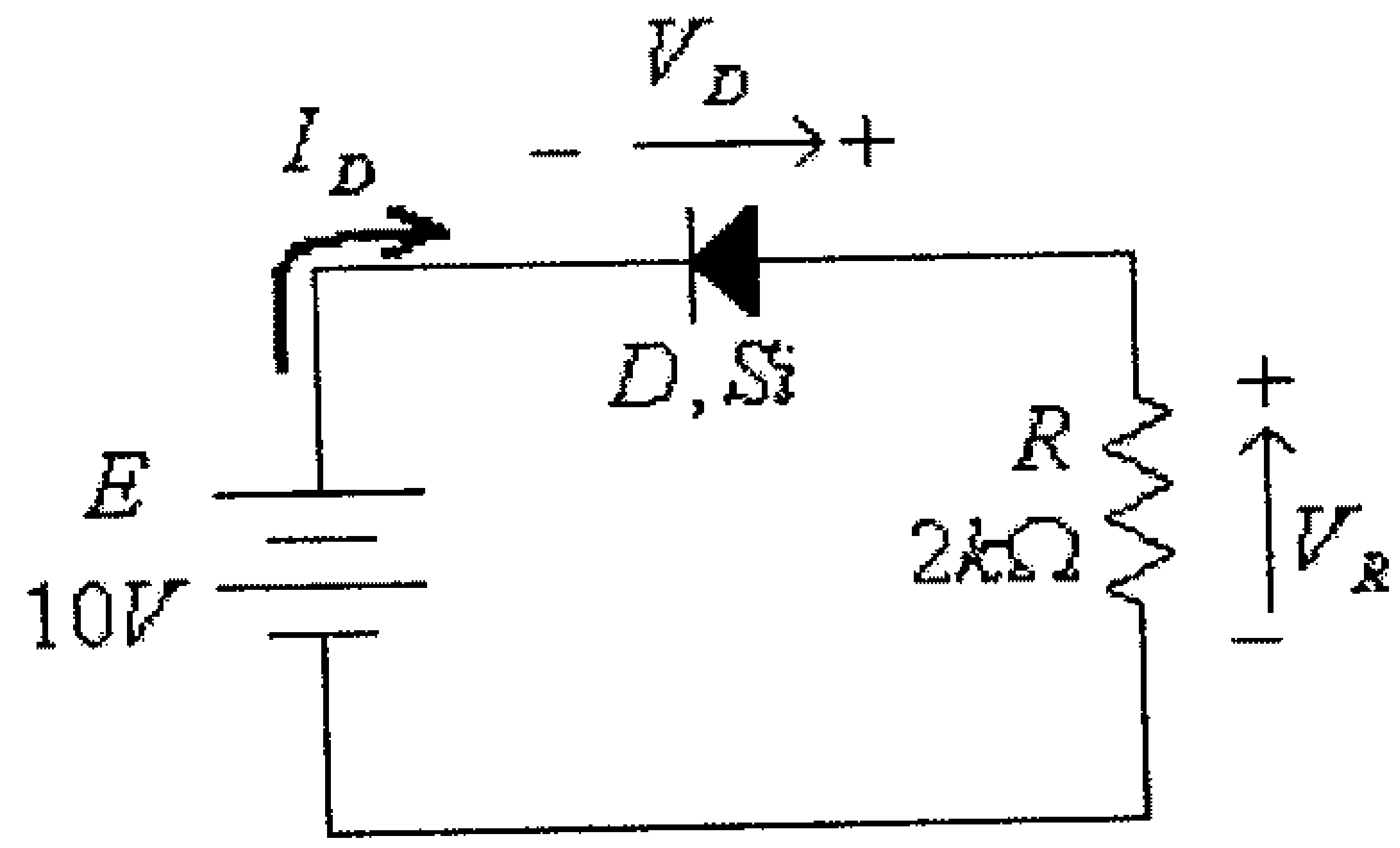
وكذلك:

$$P_R = V_R.I_D = 9.3(4.65x10^{-3}) = 43.245x10^{-3}W = 43.245mW$$

أو:

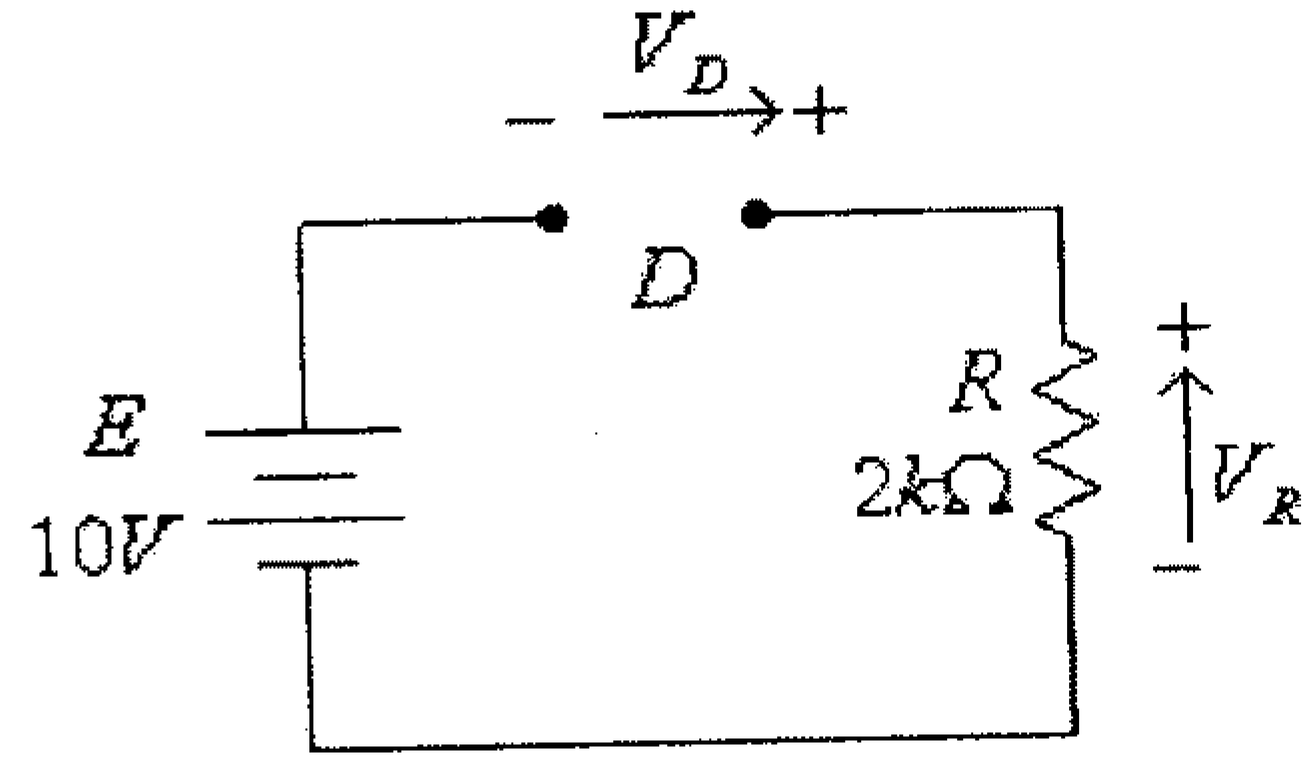
$$P_R = (I_D)^2.R = (4.65x10^{-3})^2(2000) = 43.245x10^{-3}W = 43.245mW$$

مثال(5): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_D، I_D، P_D، V_R و P_R



شكل(20)

الحل: على إفتراض أن الديود في وضع off فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (21)

في هذه الدائرة:

$$E + V_D = 0$$

ومنها:

$$V_D = -E = -10V$$

وبما أن فرق الجهد بين طرفي الديود D سالبة فإن الديود يكون في وضع off.

في هذه الدائرة:

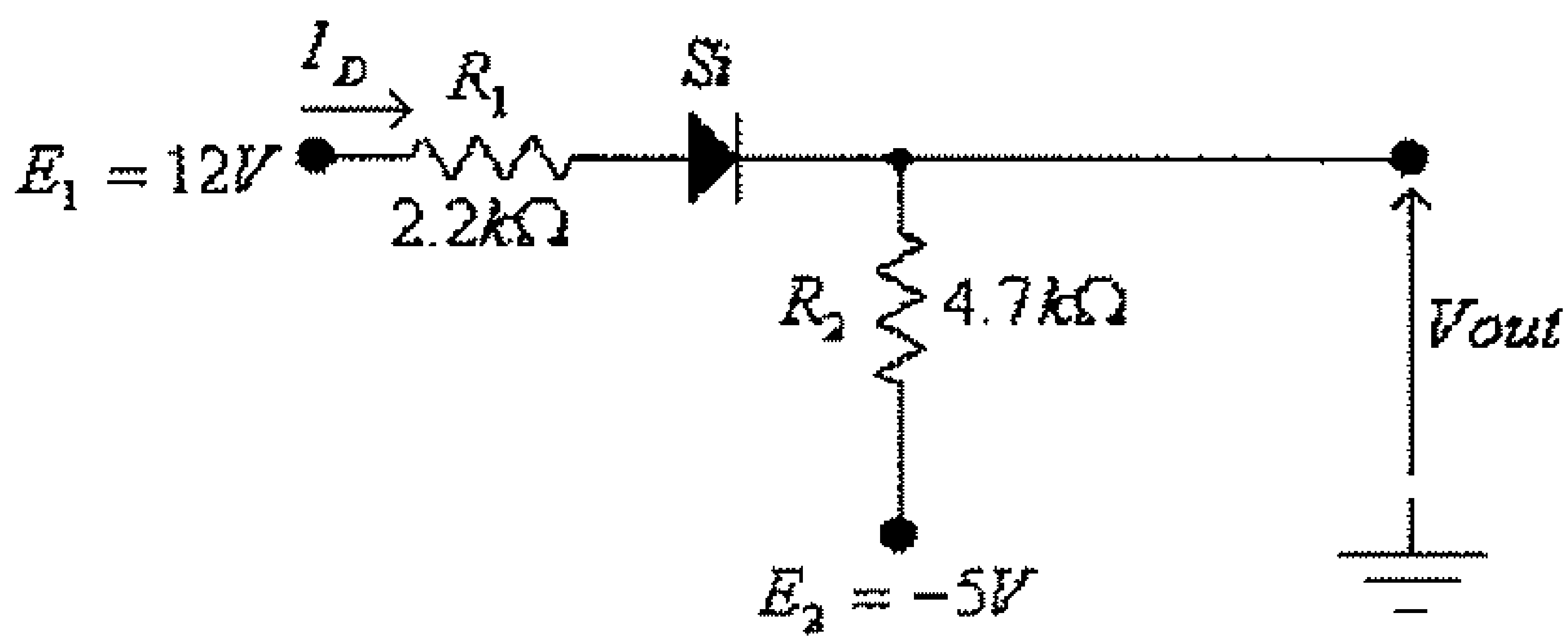
$$I_D = 0$$

$$P_D = 0$$

$$V_R = I_D.R = 0V$$

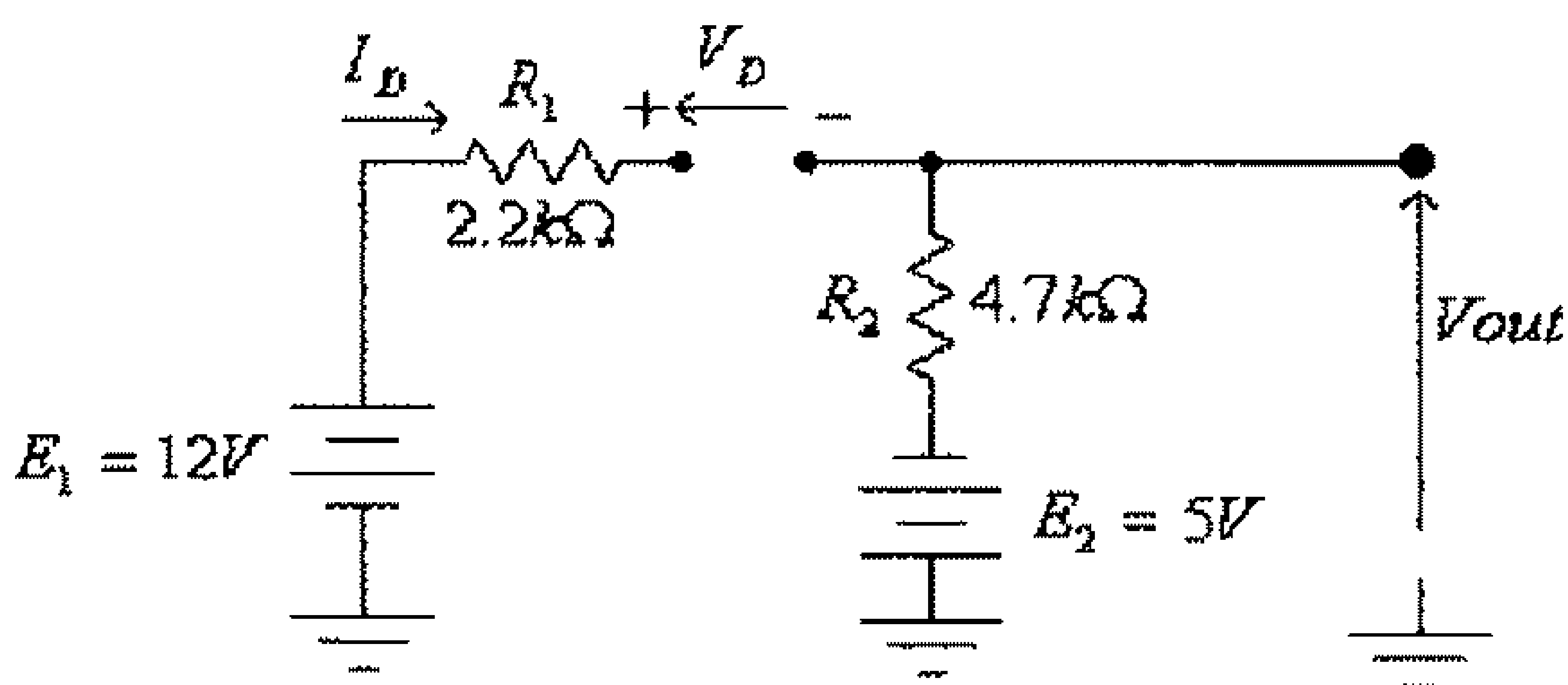
$$P_R = V_R.I_D = 0W$$

مثال(6): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D و $Vout$.



شكل(22)

الحل: على إفتراض أن الديود في وضع off فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (23)

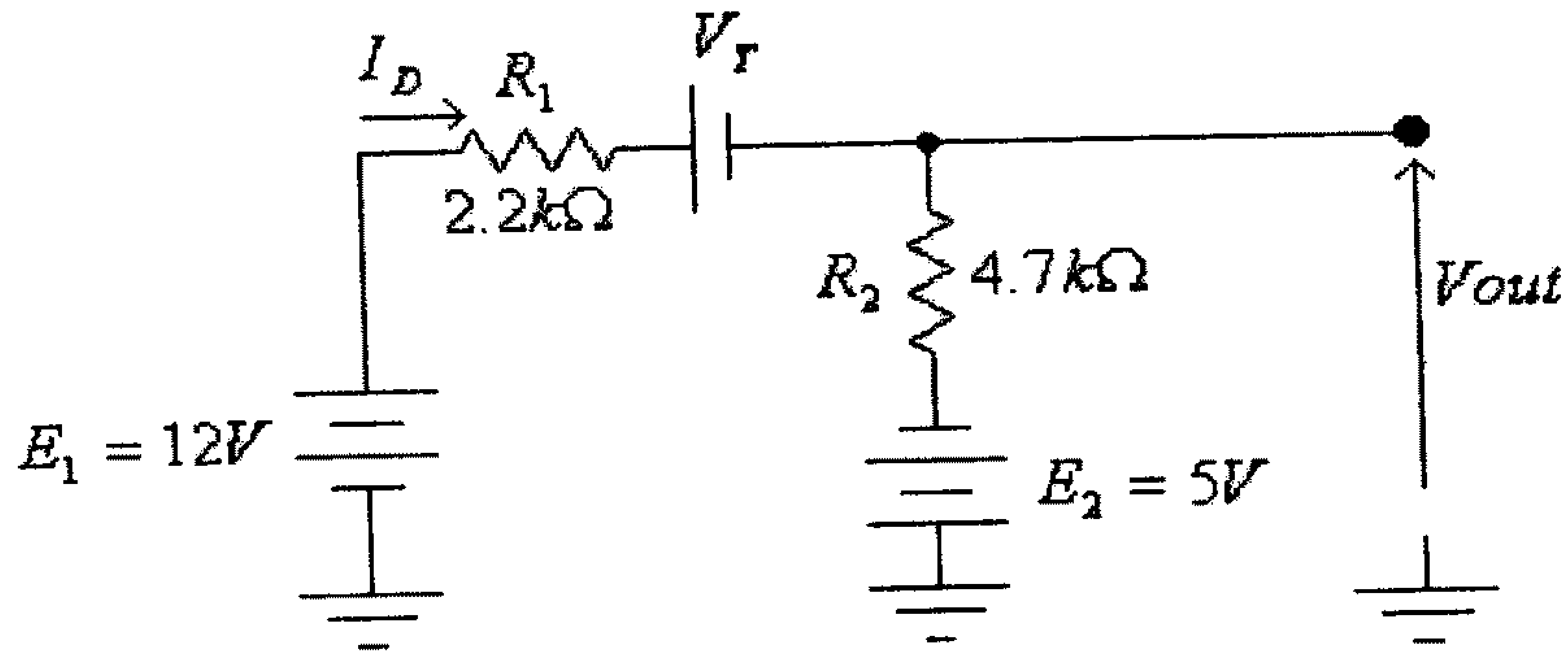
في هذه الدائرة:

$$E_1 - V_D + E_2 = 0$$

ومنها:

$$V_D = E_1 + E_2 = 12 + 5 = 17V$$

وهي أعلى من القيمة V_T للديود، أي أن الديود يكون في وضع on، وتكون الدائرة المكافئة هي:



شكل (24)

في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{E_1 - V_T + E_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 - 0.7 + 5}{2200 + 4700} = 0.0024A = 2.4mA$$

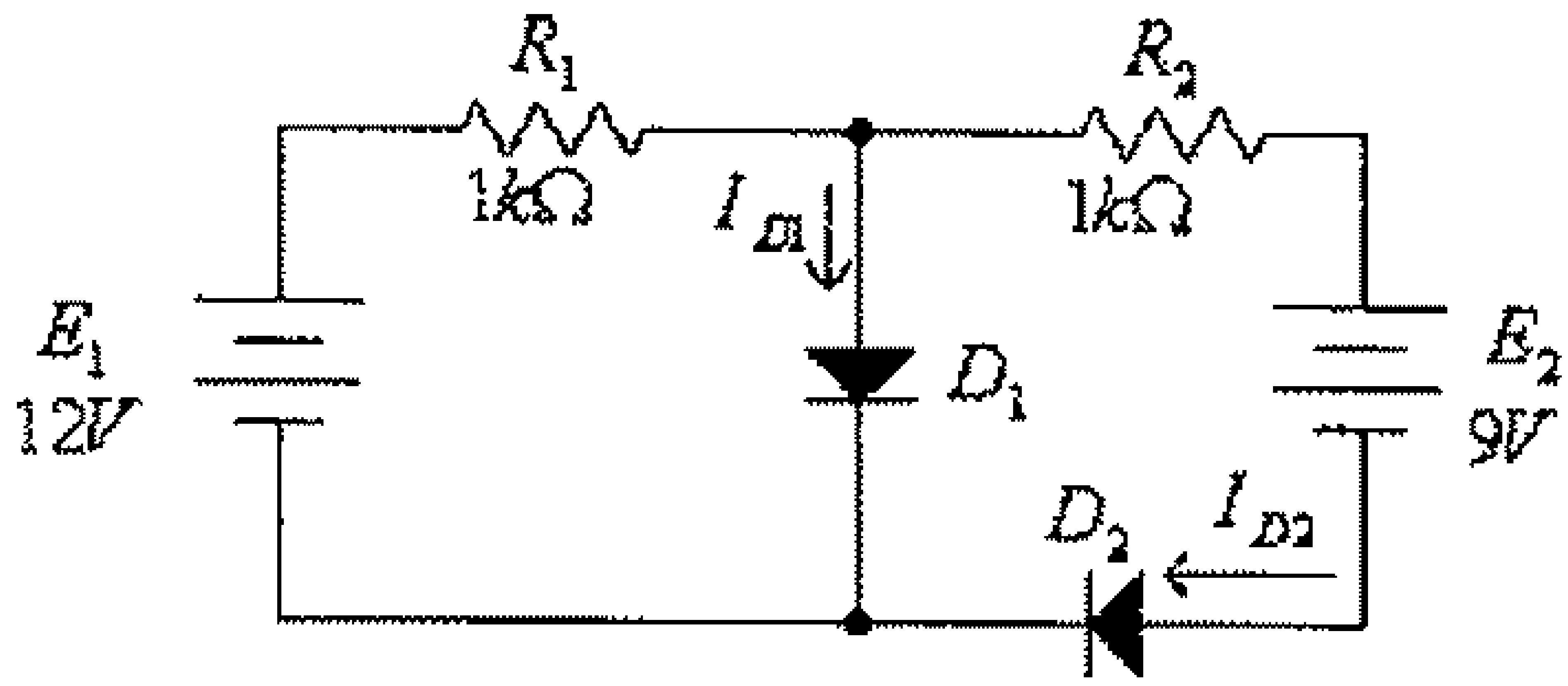
وكذلك:

$$Vout - I_D.R_2 + E_2 = 0$$

ومنها:

$$Vout = I_D.R_2 - E_2 = 2.4x10^{-3}(4.7x10^3) - 5 = 6.28V$$

مثال(7):في الدائرة التالية وبافتراض أن كل من الديودين مثاليين، أوجد قيمة كل من I_{D1} و I_{D2}.



شكل (25)

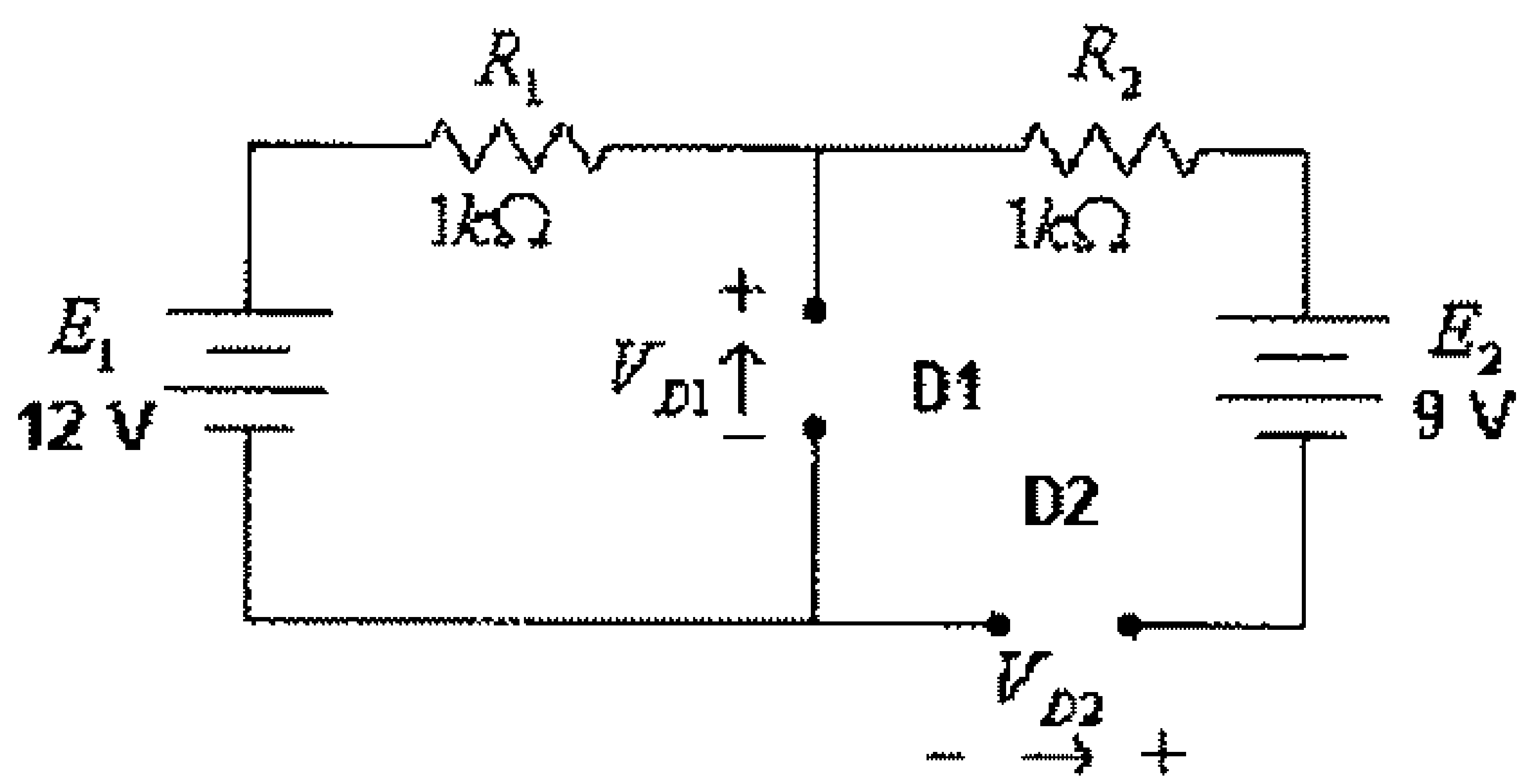
الحل:

تبدأ دراسة هذه الدائرة بتحديد حالة كل من الديودين D_1 و D_2 ، وهناك أربعة احتمالات مبينة في الجدول ادناه:

No.	State of D_1	State of D_2
1	*Off*	*Off*
2	*Off*	*On*
3	*On*	*Off*
4	*On*	*On*

ويتم الآن ولكل حالة من هذه الحالات استبدال الديود بدائرته المكافئة والتأكد من صحة الحالة التي تم إفتراضها، وذلك كما يلي:

أ) الحالة الأولى: وتكون الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي:



شكل (26)

في هذه الدائرة:

$$E_1 - V_{D1} = 0$$

ومنها:

$$V_{D1} = E_1 = 12V > 0$$

وكذلك:

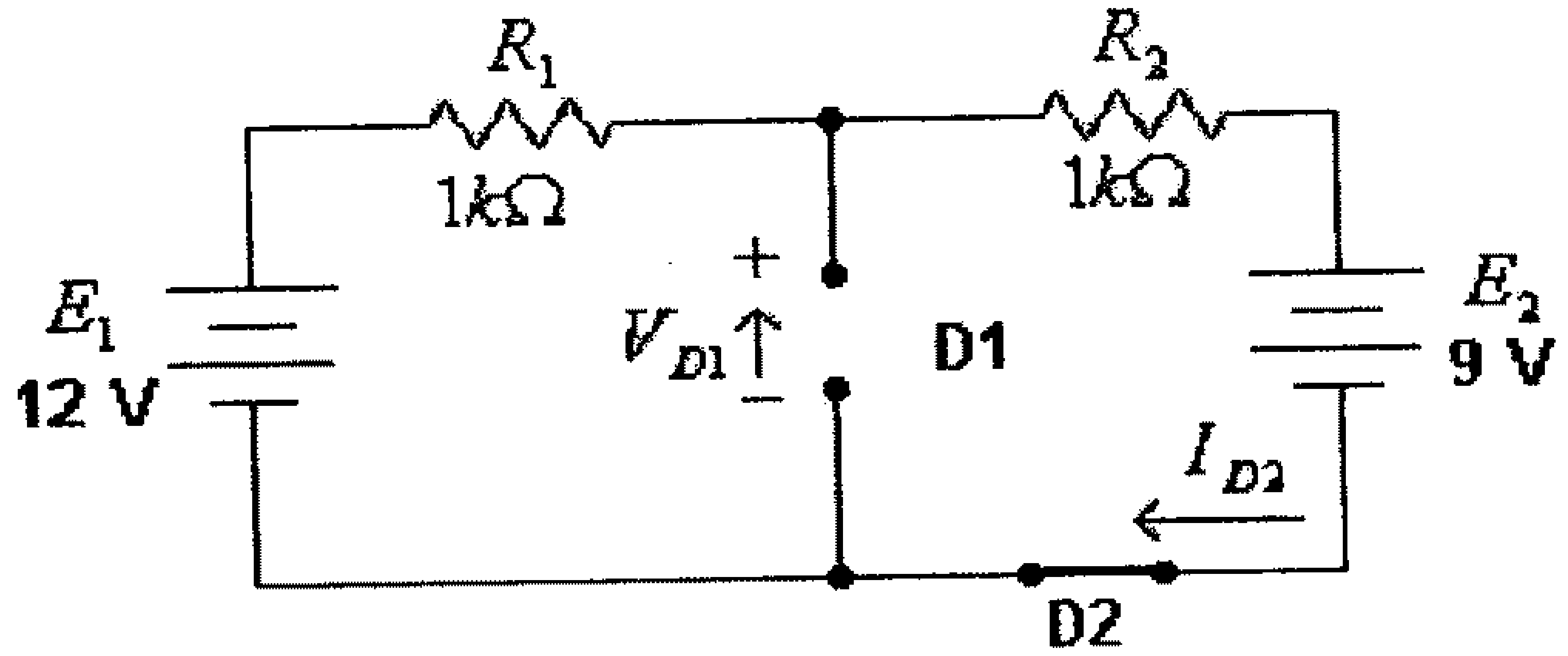
$$E_1 - E_2 - V_{D2} = 0$$

أي أن:

$$V_{D2} = E_1 - E_2 = 12 - 9 = 3V > 0$$

وحيث أن $V_{D1} > 0$ وكذلك $V_{D2} > 0$ فهذا يناقض ما تم افتراضه، في هذه الحالة، من أن كل من الديودين في وضع off، أي أن هذه الحالة غير معقولة.

ب) الحالة الثانية: وتكون الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي:



شكل (27)

في هذه الدائرة:

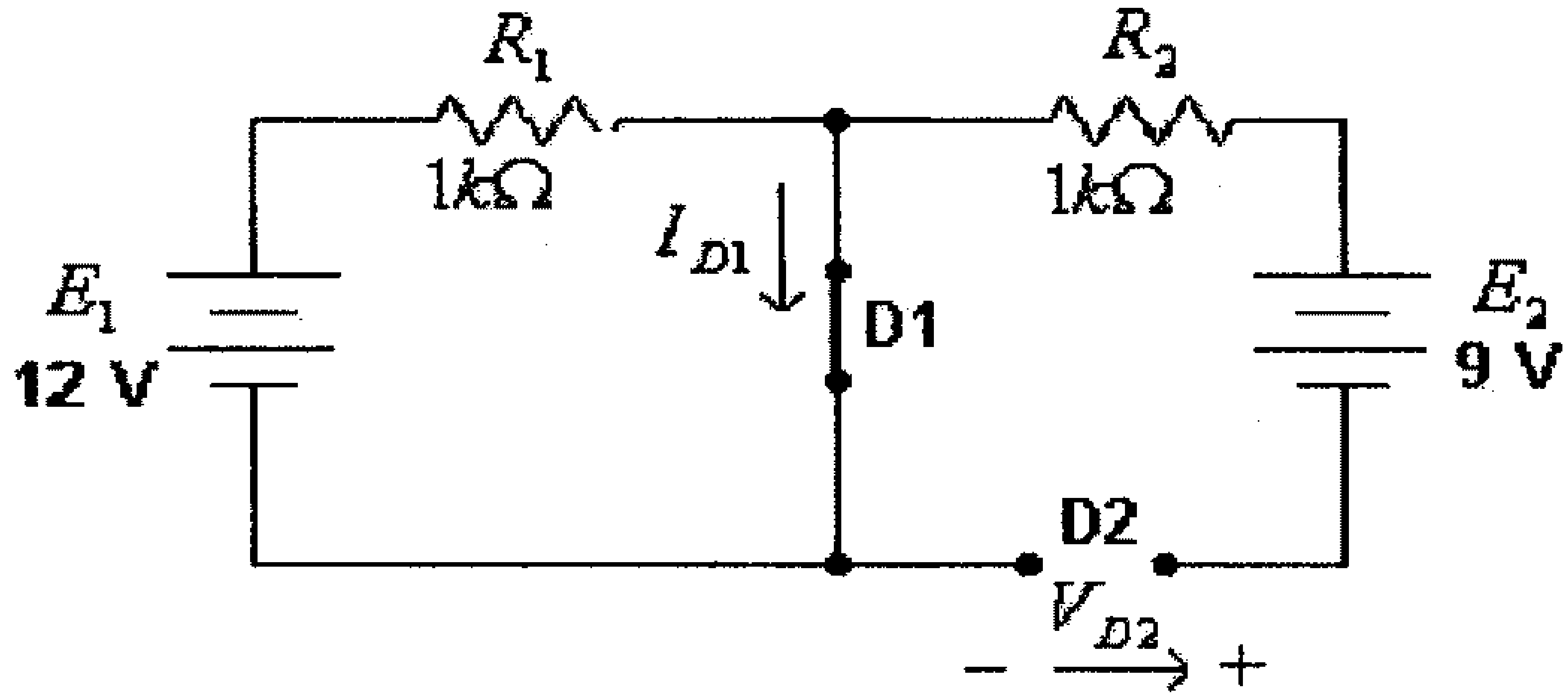
$$I_{D2} = \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2} = \frac{12 - 9}{2000} = 0.0015A = 1.5mA > 0$$

ولكن:

$$V_{D1} = E_1 - V_{R1} = 12 - 0.0015(1000) = 10.5V > 0$$

وبما أن $V_{D1} > 0$ فهذا يناقض ما تم افتراضه مسبقاً بأن الديود D_1 في وضع Off.

ج) الحالة الثالثة: وتكون الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي:



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$I_{D1} = \frac{E_1}{R_1} = \frac{12}{1000} = 0.012A = 12mA > 0$$

وكذلك:

$$V_{D2} = -E_2 = -9V < 0$$

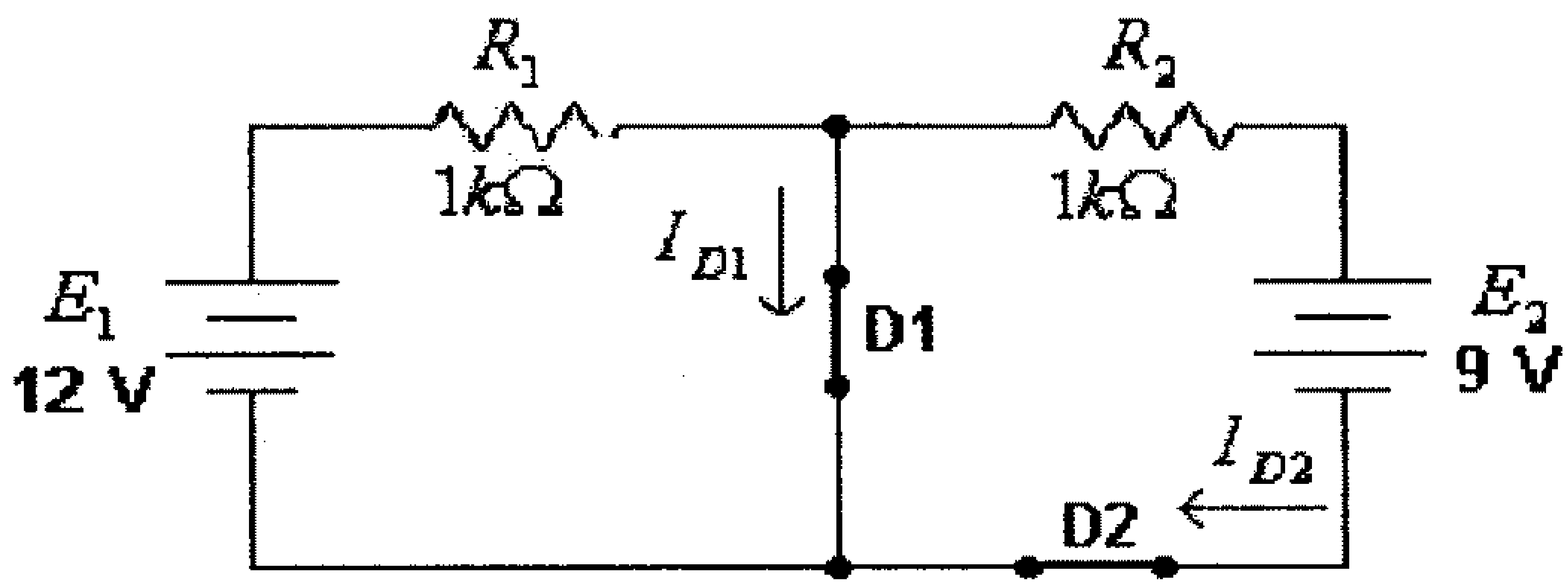
وهذا يطابق ما تم إفتراضه مسبقاً ، بأن D_1 في وضع On و D_2 في وضع Off .

أي أن التيار في الديود D_1 هو:

$$I_{D1} = \frac{E_1}{R_1} = \frac{12}{1000} = 0.012A = 12mA$$

والتيار في الديود D_2 يساوي صفراً.

ولو قمت بفحص صحة أفتراض الأحتمال الرابع وهو أن الديودين في وضع On لوجدت أن الدائرة المكافئة المفترضة هي:



شكل (29)

لهذه الدائرة:

$$I_{D1} = \frac{E_1}{R_1} = \frac{12}{1000} = 0.012A = 12mA > 0$$

ولكن:

$$I_{D2} = -\frac{E_2}{R_2} = -\frac{9}{1000} = -0.009A = -9mA < 0$$

وهذا يناقض ما تم أفتراضه مسبقاً بأن الديود D_2 في وضع On .

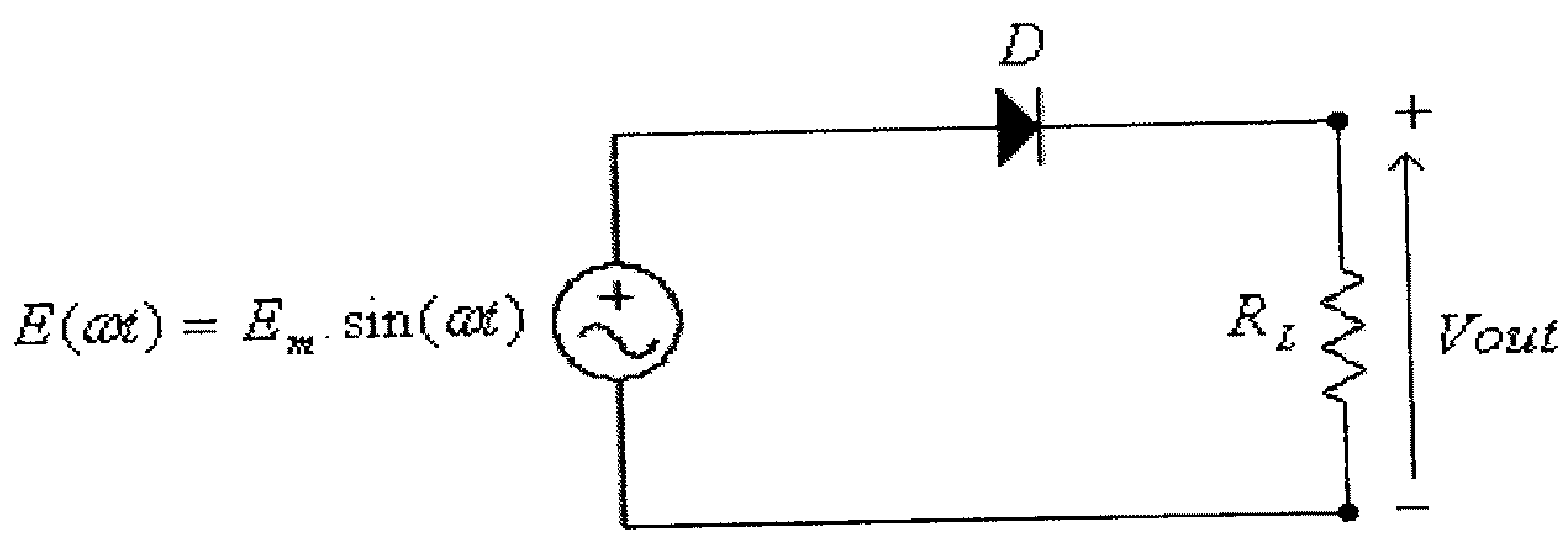
2.4 دوائر التقويم (Rectification Circuits)

تستخدم دوائر التقويم لتحويل التيار المتردد (AC current) الى تيار مستمر (DC current) يمكن استخدامه لشحن بطاريات أو تغذية الأجهزة الالكترونية المختلفة، إذ لا يخلو أي جهاز الكتروني تقريباً من وحدة تغذية تحوي إحدى دوائر التقويم. وتستخدم المقومات الخاصية الرئيسية للديود وهي أمكانية الديود بالسماح بمرور التيار الكهربائي خلاله بإتجاه معين ومنعه من المرور بالإتجاه الآخر.

وتقسم دوائر التقويم الى دوائر تقويم نصف موجة (half-wave rectifiers) ودوائر تقويم موجة كاملة (full-wave rectifiers).

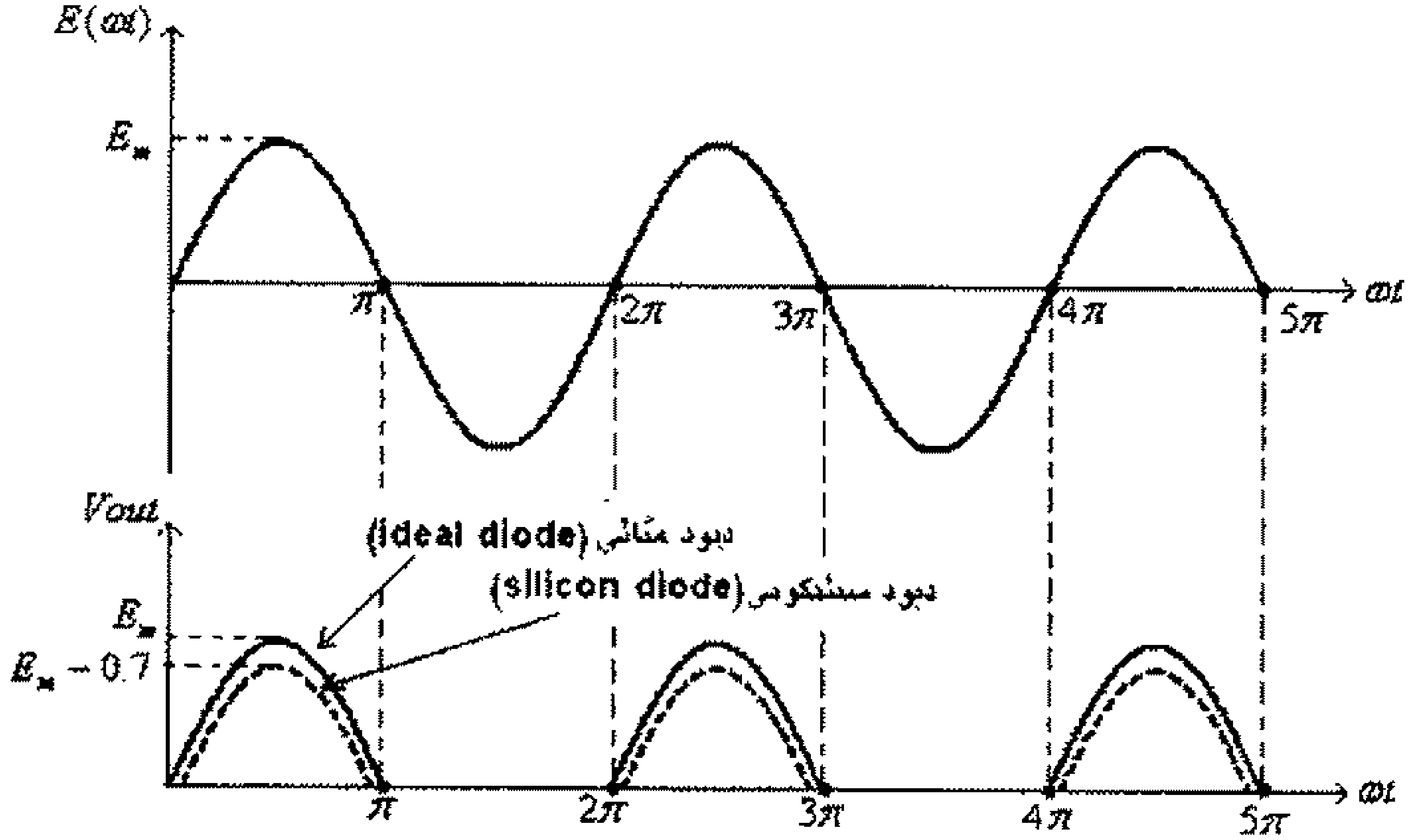
<u>دوائر تقويم نصف الموجة (Half-wave rectifiers)</u>

الشكل التالي يبين دائرة مقوم نصف موجة.



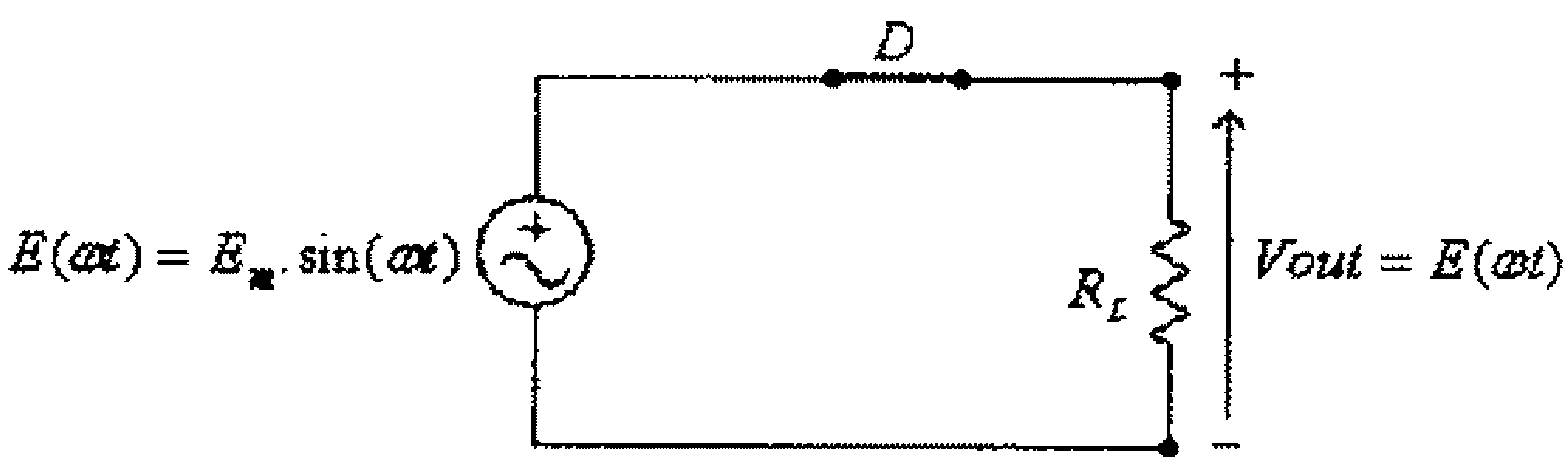
شكل (30)

الشكل التالي يبين موجتي فولطية المصدر $E(\omega t)$ والفولطية المخرجية $Vout$، في حالتي الديود المثالي والديود السيليكوني.



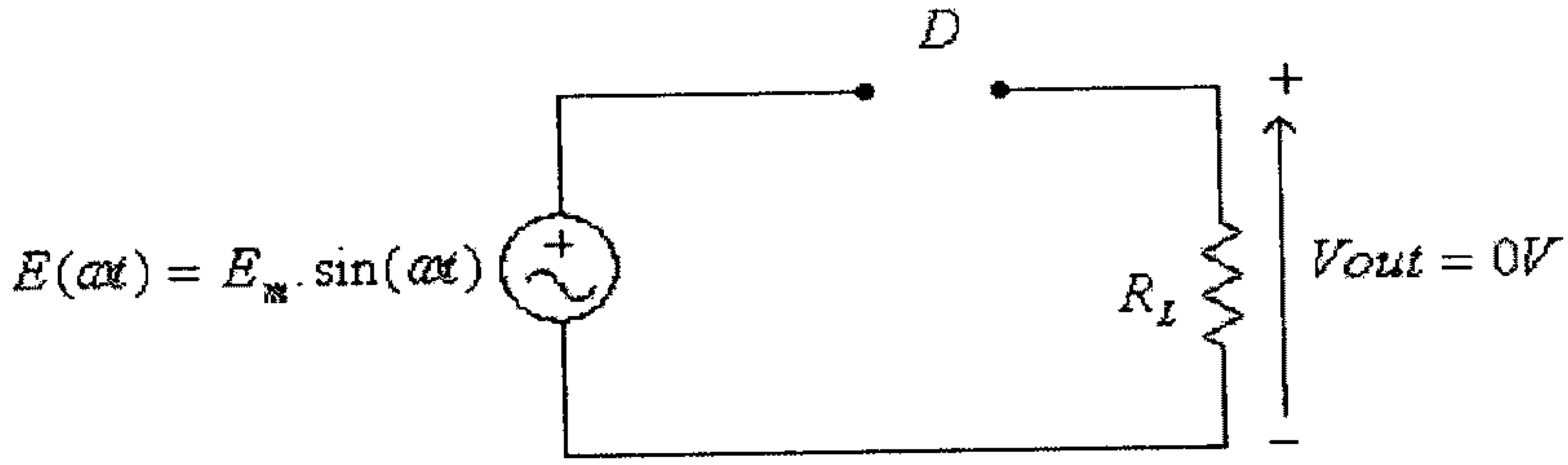
شكل (31)

ففي حال كون الديود مثالياً (ideal diode)، فإن الديود يقوم بإيصال التيار الكهربائي في النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية (أي عندما يكون الديود في حالة إنحياز أمامي)، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (32)

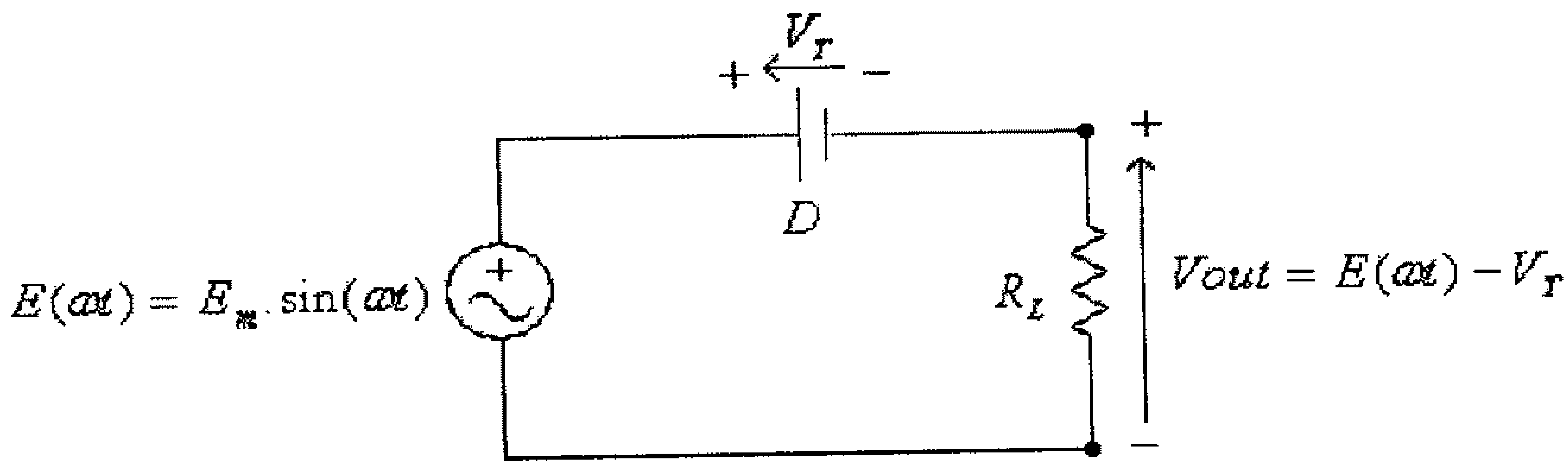
وفي النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية (أي عندما يكون الديود في حالة إنحياز عكسي)، فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (33)

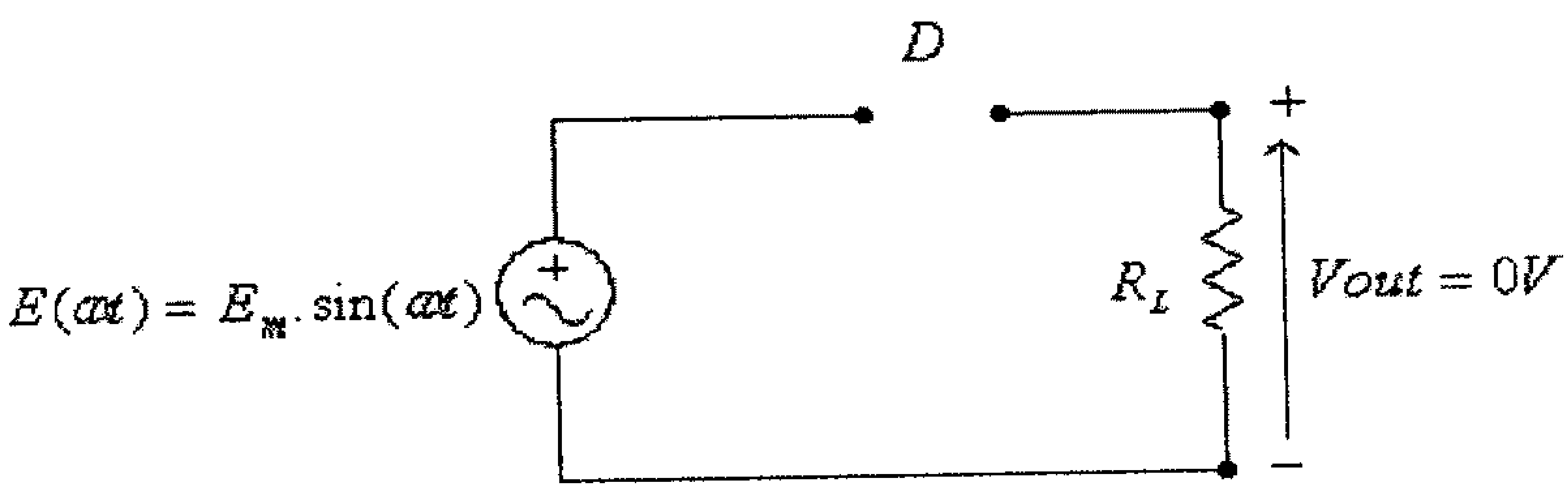
وفي حال الديود السيليكوني (silicon diode)، فإن الديود يقوم بإيصال التيار الكهربائي في النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية وعندما تكون قيمة الفولطية المدخلية أكبر من القيمة V_T للديود (تذكر أنه وللديود السيليكوني، فإن $V_T = 0.7V$) .

في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (34)

وفي النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية (أي عندما يكون الديود في حالة إنحياز عكسي)، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (35)

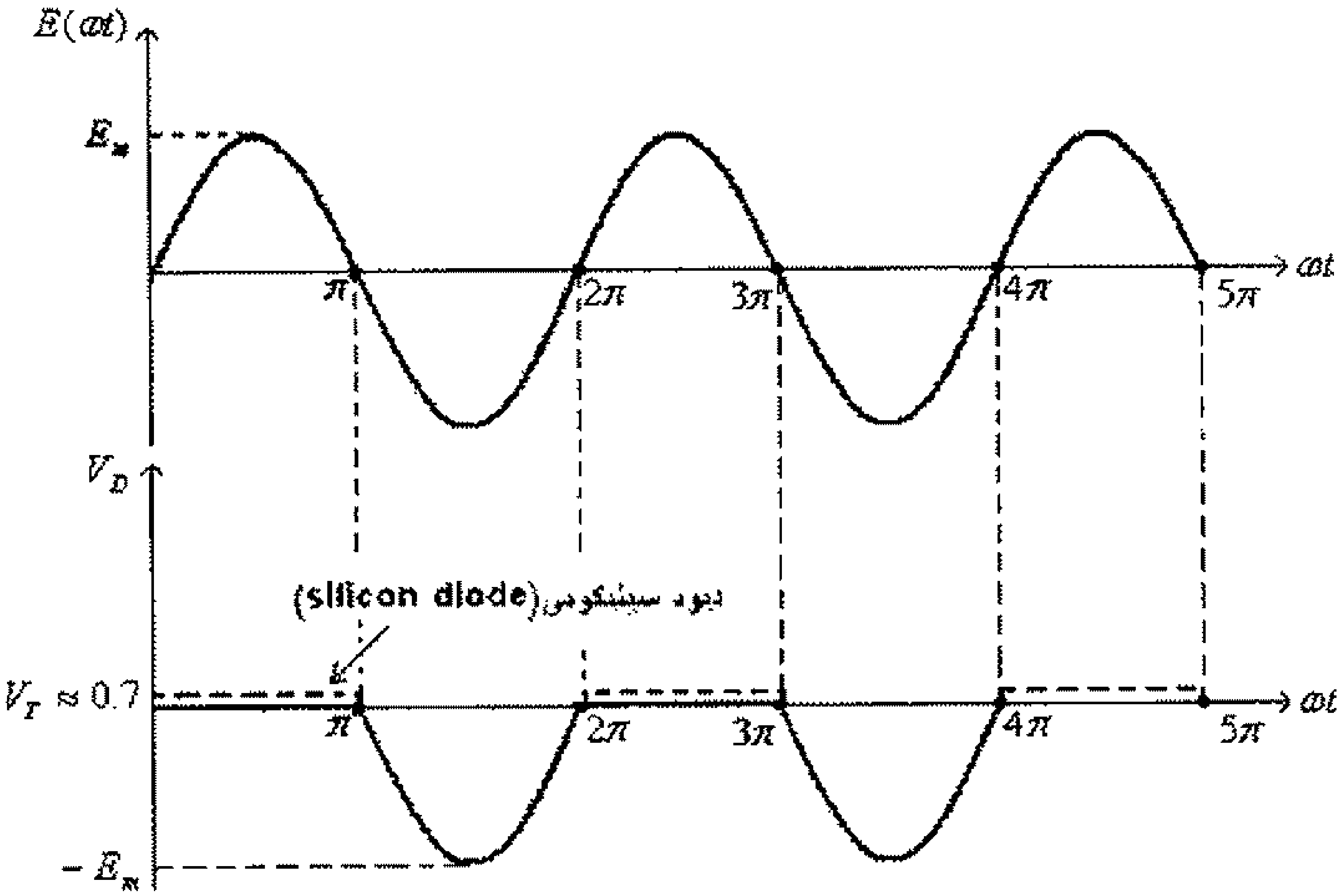
وبالرجوع الى شكل موجة الفولطية المخرجية لمقوم نصف الموجة والمبينة في شكل (31)، يلاحظ أن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية، في حالة الديود المثالي، هي:

$$V_{av}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}E(\omega t)d(\omega t)=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}E(\omega t)d(\omega t)=\frac{E_m}{2\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega t)=\frac{E_m}{\pi}=0.318E_m$$

وفي حالة الديود السيليكوني فإن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av}\approx\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}[E(\omega t)-V_T].d(\omega t)\approx\frac{E_m-0.7}{2\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega t)=\frac{E_m-0.7}{\pi}=0.318(E_m-0.7)$$

الشكل التالي يبين موجة فرق الجهد بين طرفي الديود.



شكل (36)

من هذا الشكل نلاحظ ما يلي:

– للديود المثالي وفي الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية فإن فرق الجهد بين طرفي الديود (فولطية الديود) يساوي صفراً.

- للديود السيليكوني وفي الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية فإن فرق الجهد بين طرفي الديود يساوي V_T.

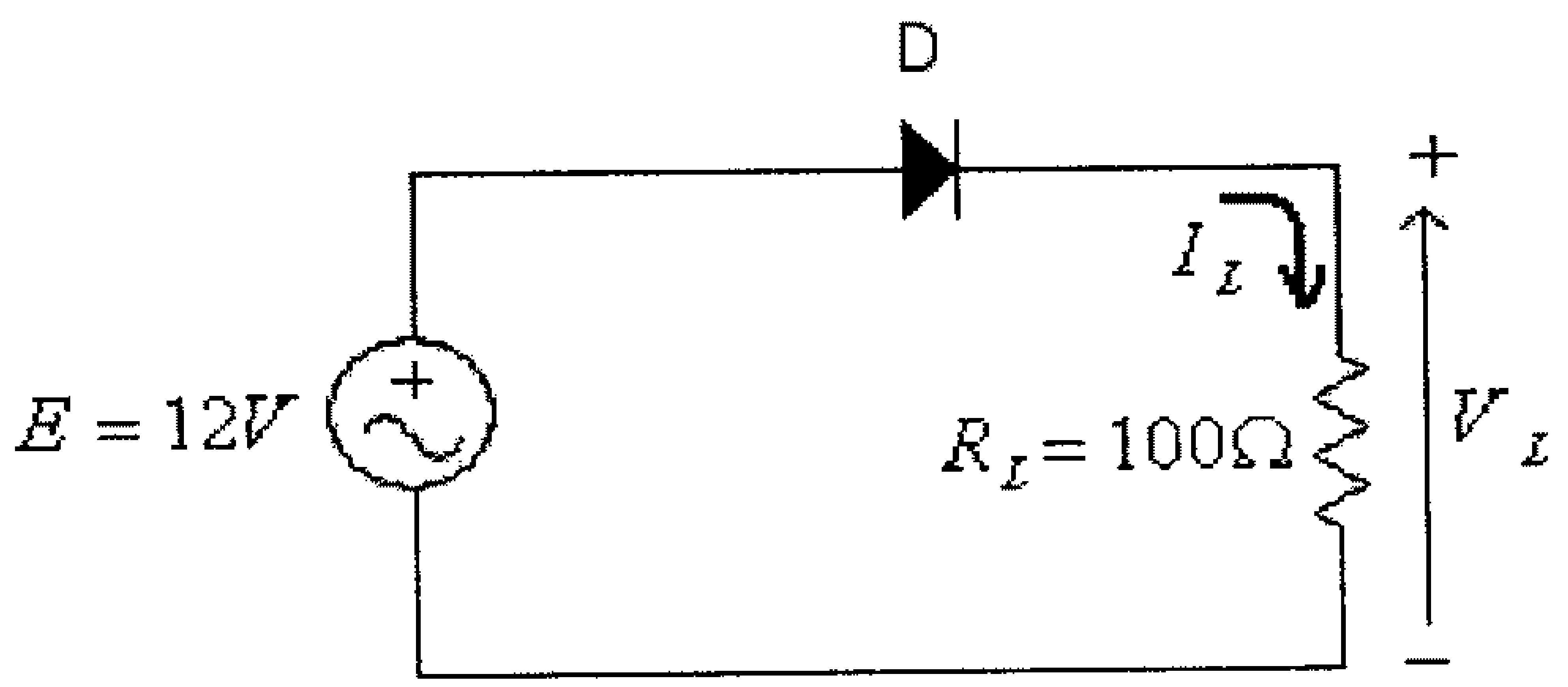
- في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية فإن فرق الجهد بين طرفي الديود يساوي الفولطية المدخلية.

- القيمة القصوى لفرق الجهد بين طرفي الديود في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية تساوي E_m، وحتى لا ينهار الديود فإن فولطية الإنهيار العكسي للديود (reverse breakdown voltage) يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة. أي :

$$V_{BR} > E_m$$

- ومما يجب تذكره أن فولطية الإنهيار العكسي (reverse breakdown voltage) والتي يرمز لها عادةً بالرمز V_{BR} هي القيمة القصوى للفولطية العكسية التي يتحملها الديود دون أن ينهار.

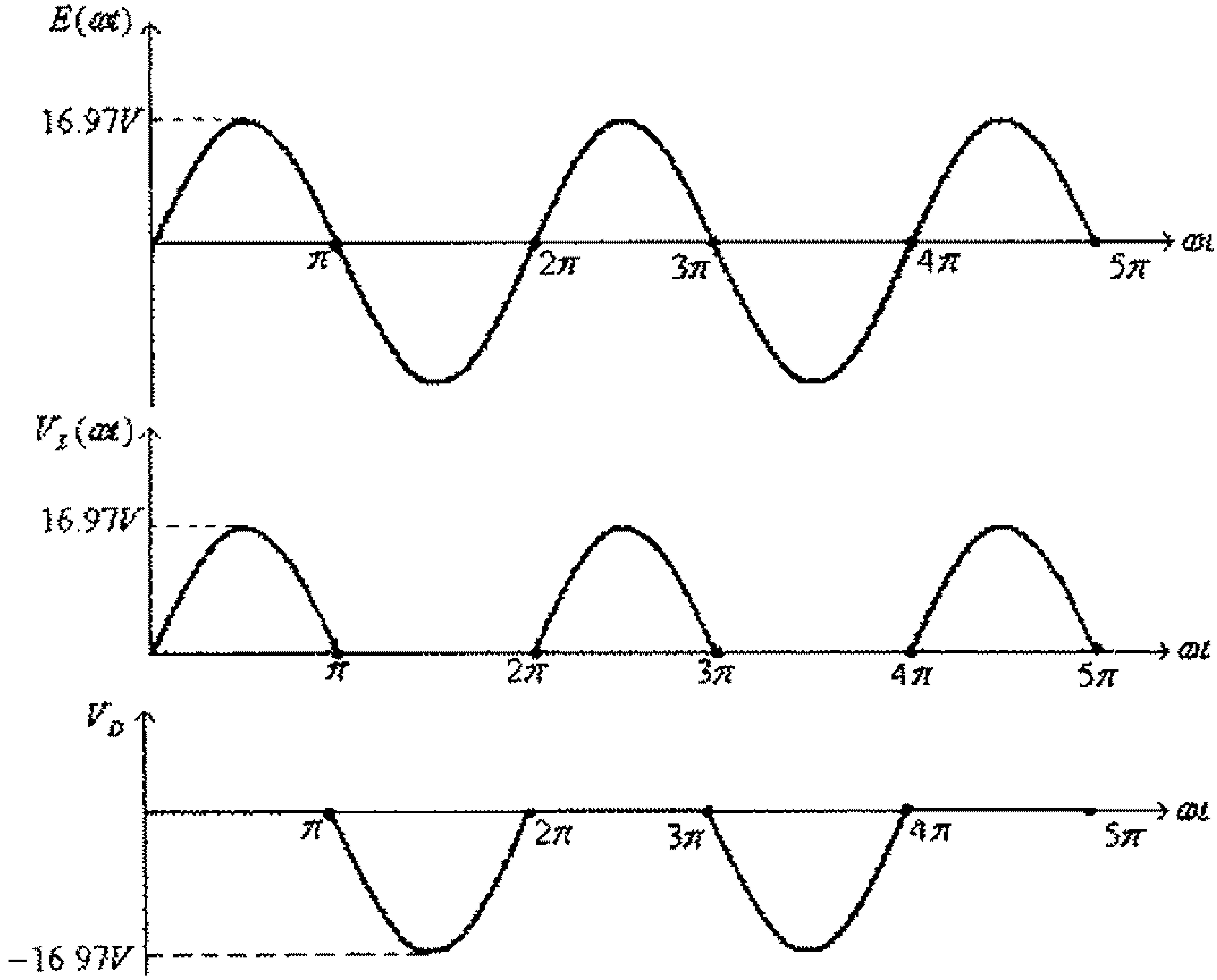
مثال (8): لمقوم نصف الموجة التالي، وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود (فرق الجهد بين طرفي الديود) ، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (37)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية و الفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (38)

لاحظ أن القيمة العظمى لفولطية المصدر هي:

$$E_m = \sqrt{2}.E_{rms} = \sqrt{2}(12) = 16.97V$$

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.318E_m = 0.318(16.97) = 5.4V$$

القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{5.4V}{100} = 0.054A = 54mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

لاحظ كذلك أن جهد الإنهيار العكسي للديود يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة.

مثال (9): لمقوم نصف الموجة المبين في المثال السابق، وفي حال كون الديود سيليكونياً، أوجد القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.

الحل:

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} \approx 0.318(E_m - V_T) = 0.318(16.97 - 0.7) = 5.17V$$

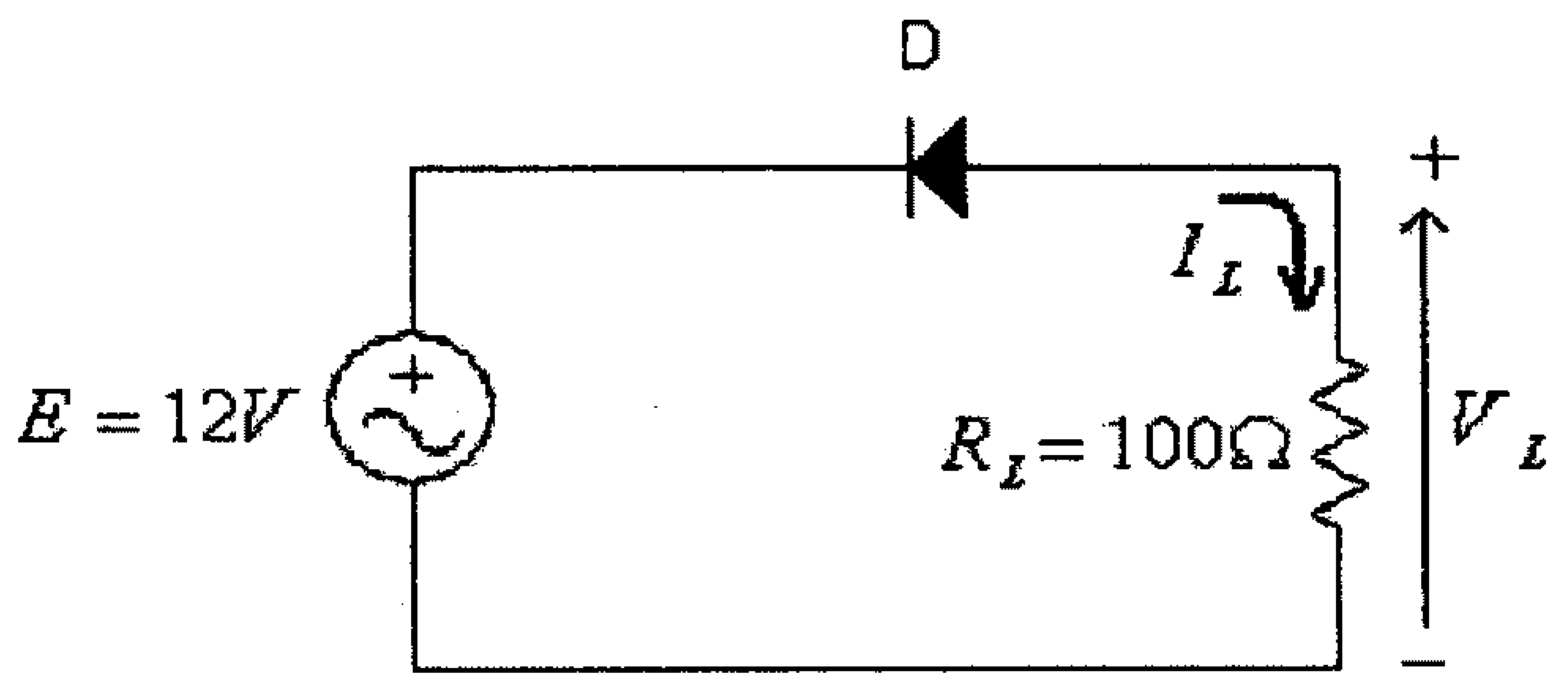
القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{5.17V}{100} = 0.0517A = 51.7mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

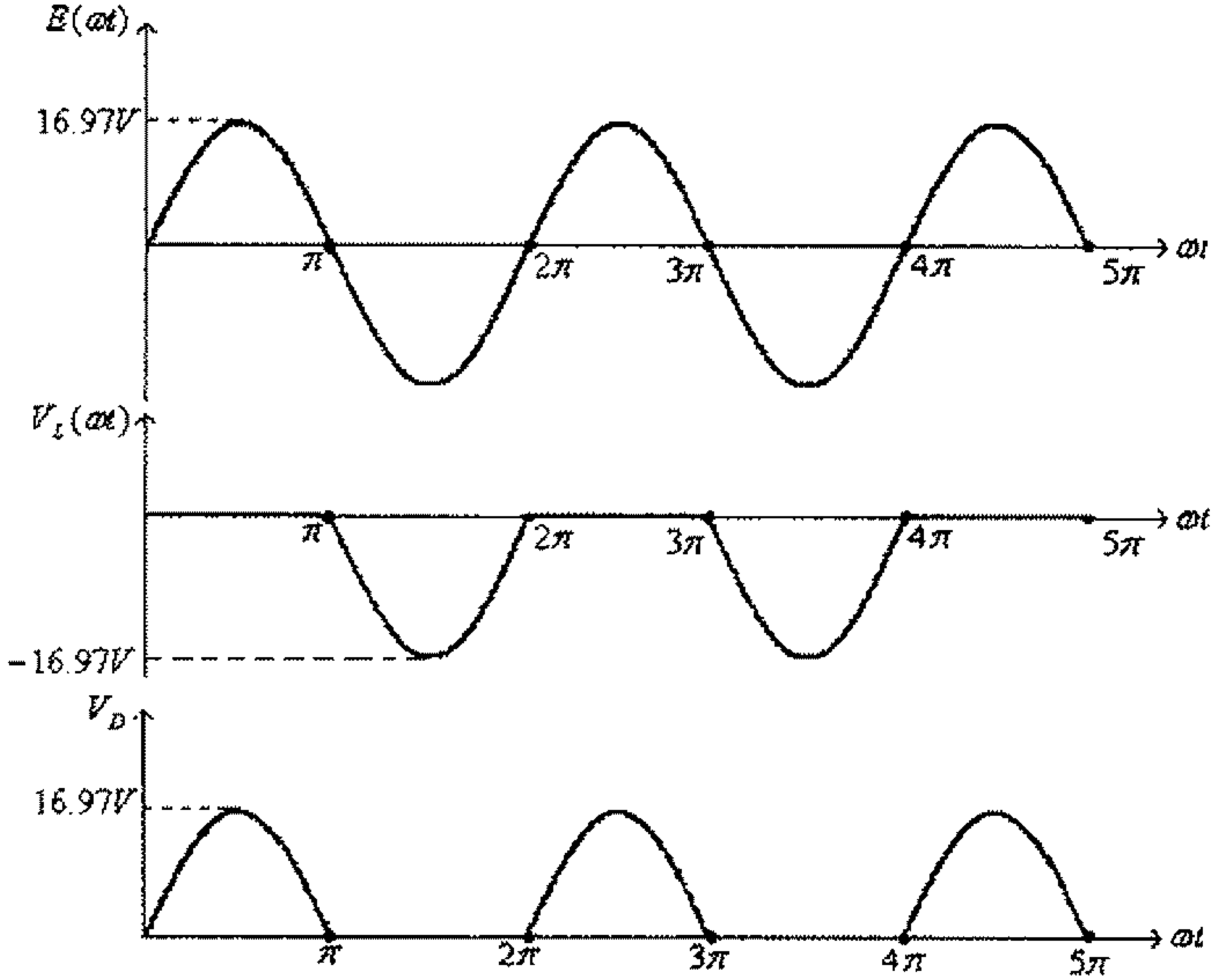
مثال (10): لمقوم نصف الموجة التالي، وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (39)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (40)

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.318(-E_m) = 0.318(-16.97) = -5.4V$$

القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{-V_{Lav}}{R_L} = \frac{-5.4V}{100} = -0.054A = -54mA$$

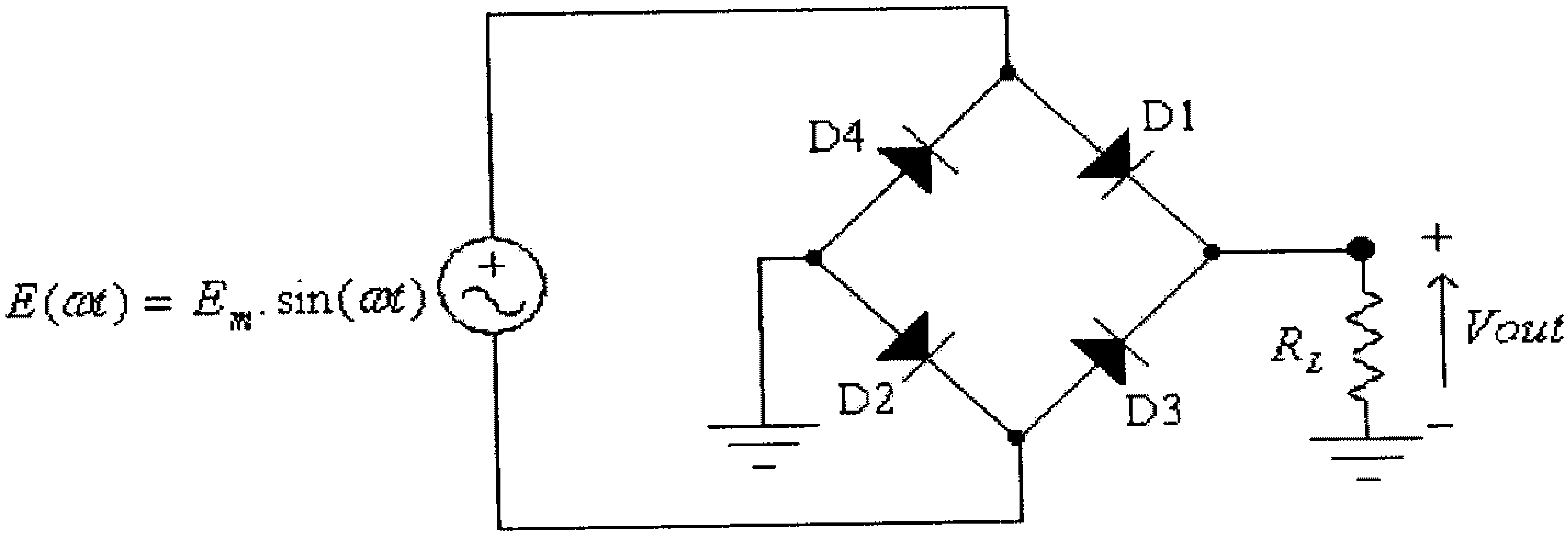
والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

دوائر تقويم الموجة الكاملة (Full-wave rectifiers)

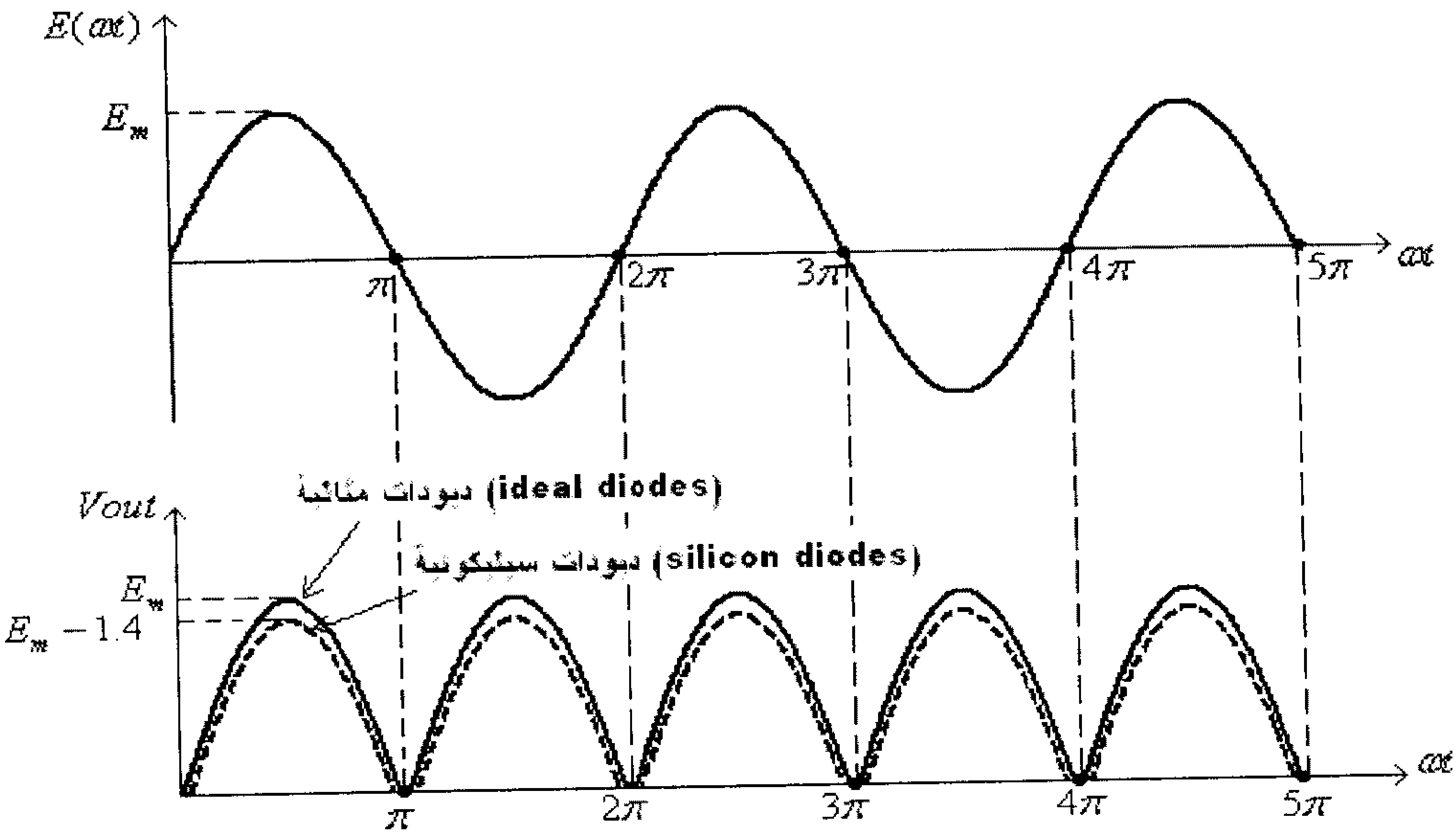
هناك نوعان لدوائر تقويم الموجة الكاملة هما دائرة تقويم قنطرية (bridge rectifier) ودائرة تقويم بمحول بمخرج وسطي (center-tapped transformer).

الشكل التالي يبين دائرة مقوم موجة كاملة قنطري (bridge full-wave rectifier).



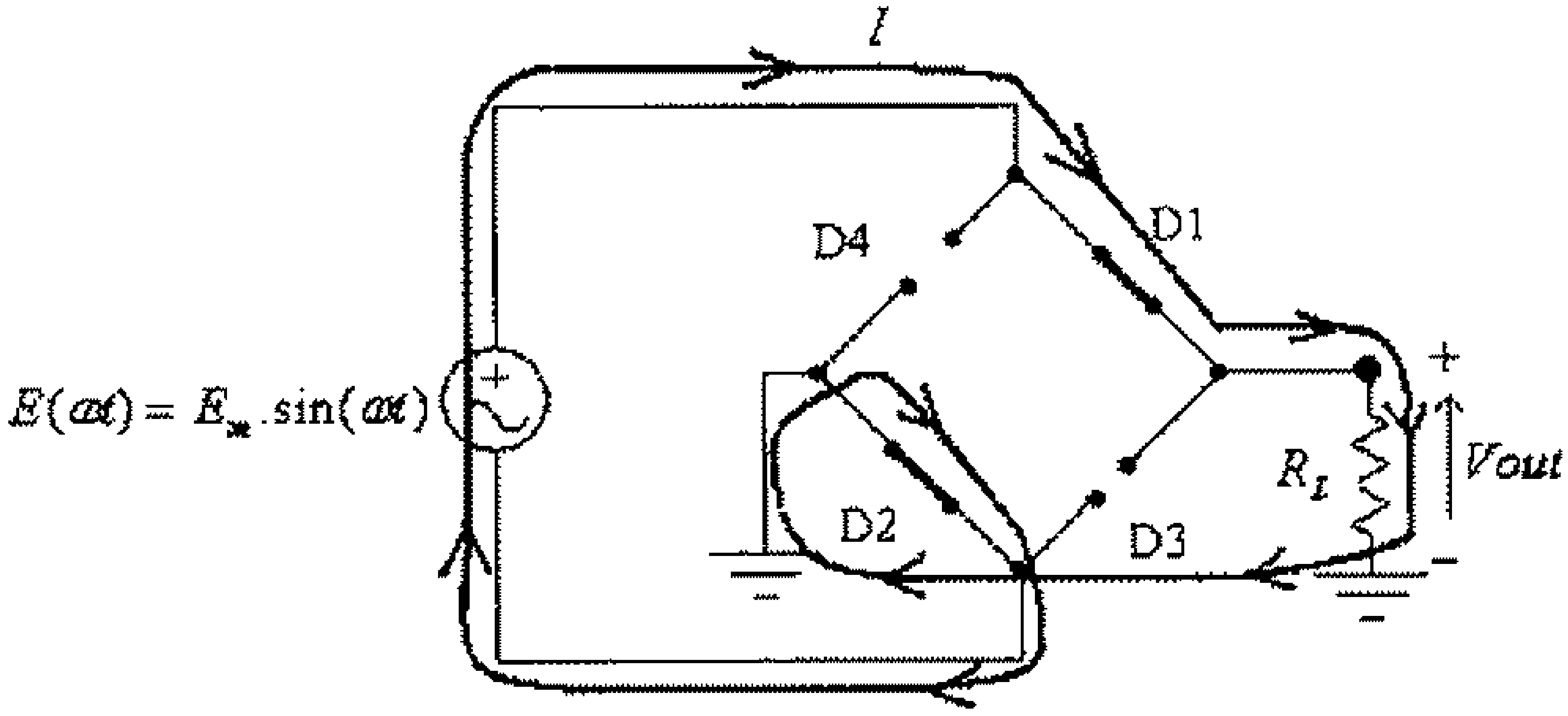
شكل (41)

الشكل التالي يبين موجتي فولطية المصدر $E(\omega t)$ والفولطية المخرجية $Vout$ في حالتي الديودات المثالية والديودات السيليكونية.



شكل (42)

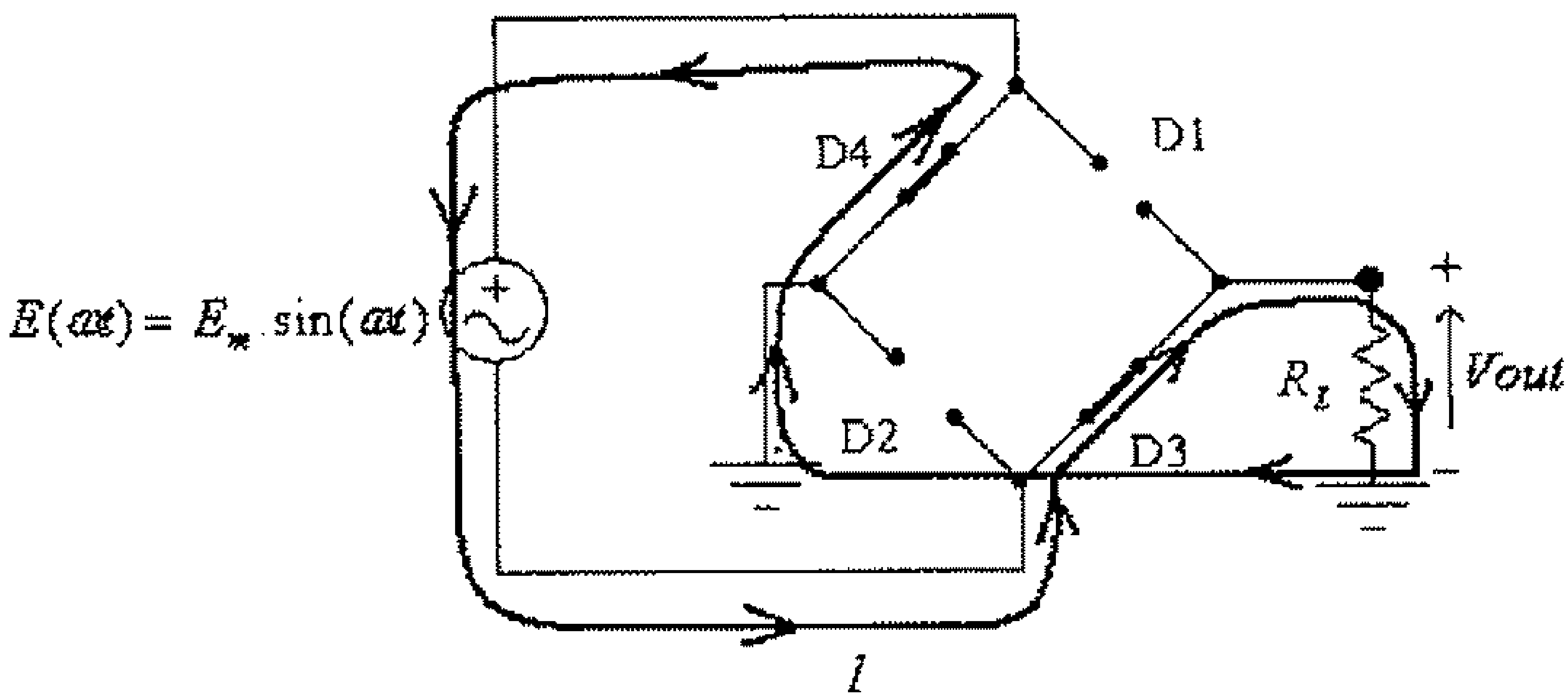
في النصف الموجب لموجة فولطية المصدر يكون الديودان D_1 و D_2 في وضع on، والديودان D_3 و D_4 في وضع off، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (43)

(لاحظ مسار التيار في هذه الحالة).

وفي النصف السالب لموجة فولطية المصدر يكون الديودان D_1 و D_2 في وضع off والديودان D_3 و D_4 في وضع on، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (44)

(لاحظ كذلك مسار التيار في هذه الحالة).

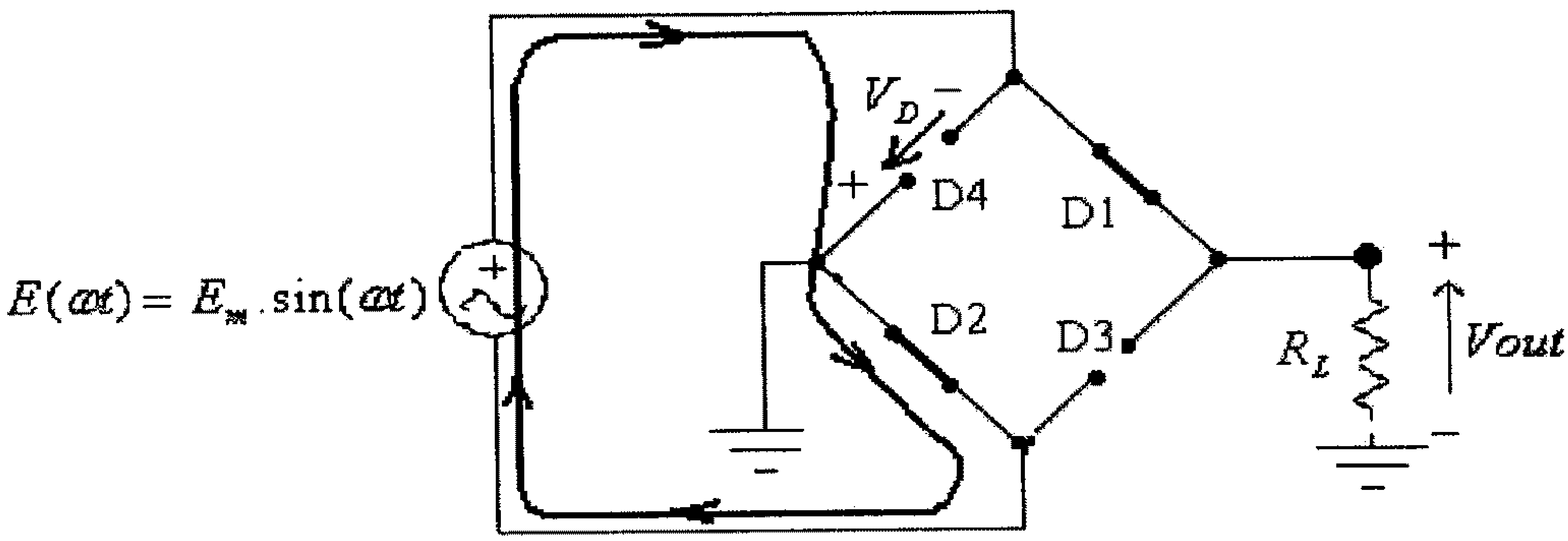
وبالرجوع الى شكل موجة الفولطية المخرجية لمقوم الموجة الكاملة والمبينة في شكل (42)، يلاحظ أن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية، في حالة الديودات المثالية، هي:

$$V_{av} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} E(\omega t).d(\omega.t) = \frac{E_m}{\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega.t) = \frac{2E_m}{\pi} = 0.636E_m$$

وفي حالة الديودات السيليكونية، فإن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} \approx \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}[E(\omega t) - 2V_T].d(\omega.t) \approx \frac{E_m - 1.4}{\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega.t) = \frac{2(E_m - 1.4)}{\pi} = 0.636(E_m - 1.4)$$

ولتحديد قيمة الفولطية العكسية على الديود يمكنك الرجوع الى الشكل (45) المبين أدناه.



شكل (45)

في هذا الشكل ومن كون أن مجموع الفولطيات في الحلقة المغلقة يساوي صفر يمكن الإستنتاج أن:

$$E + V_D = 0$$

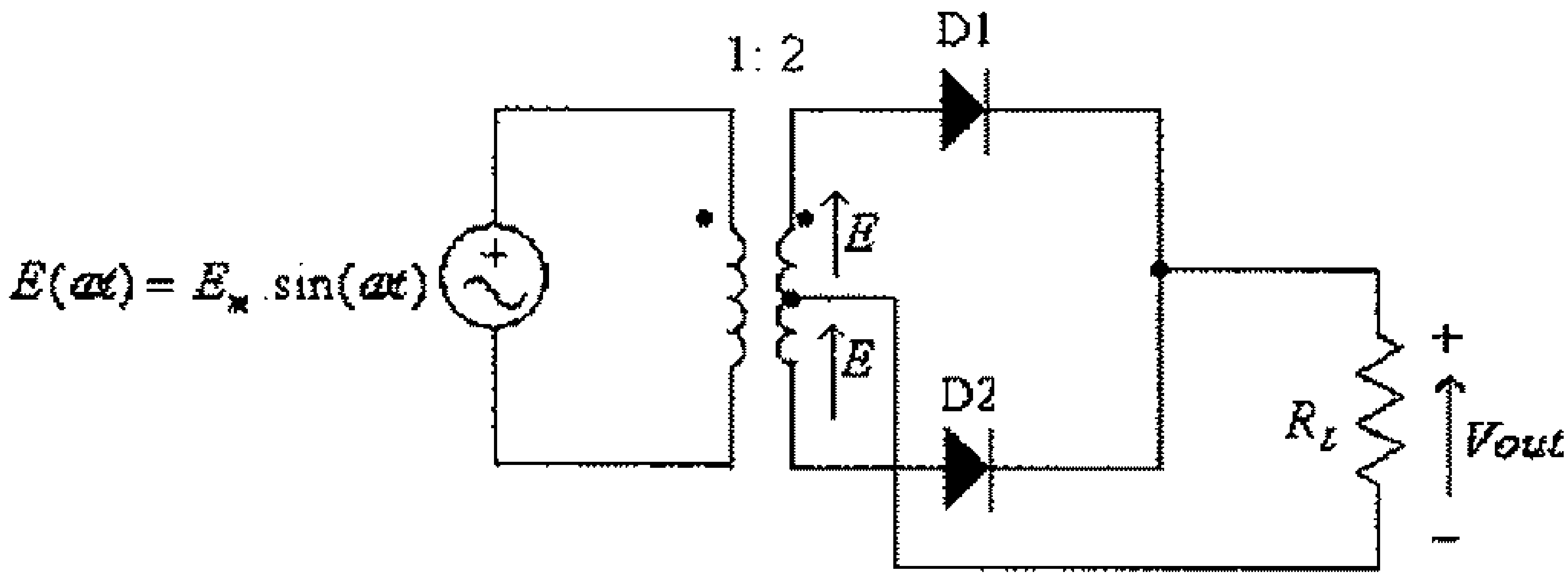
ومنها:

$$V_D = -E$$

وبالتالي فإن القيمة القصوى لفولطية الديود تساوي القيمة القصوى لفولطية المصدر (E_m)، وحتى لاينهار الديود فإن فولطية الإنهيار العكسي للديود (reverse breakdown voltage) يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة. أي :

$$V_{BR} > E_m$$

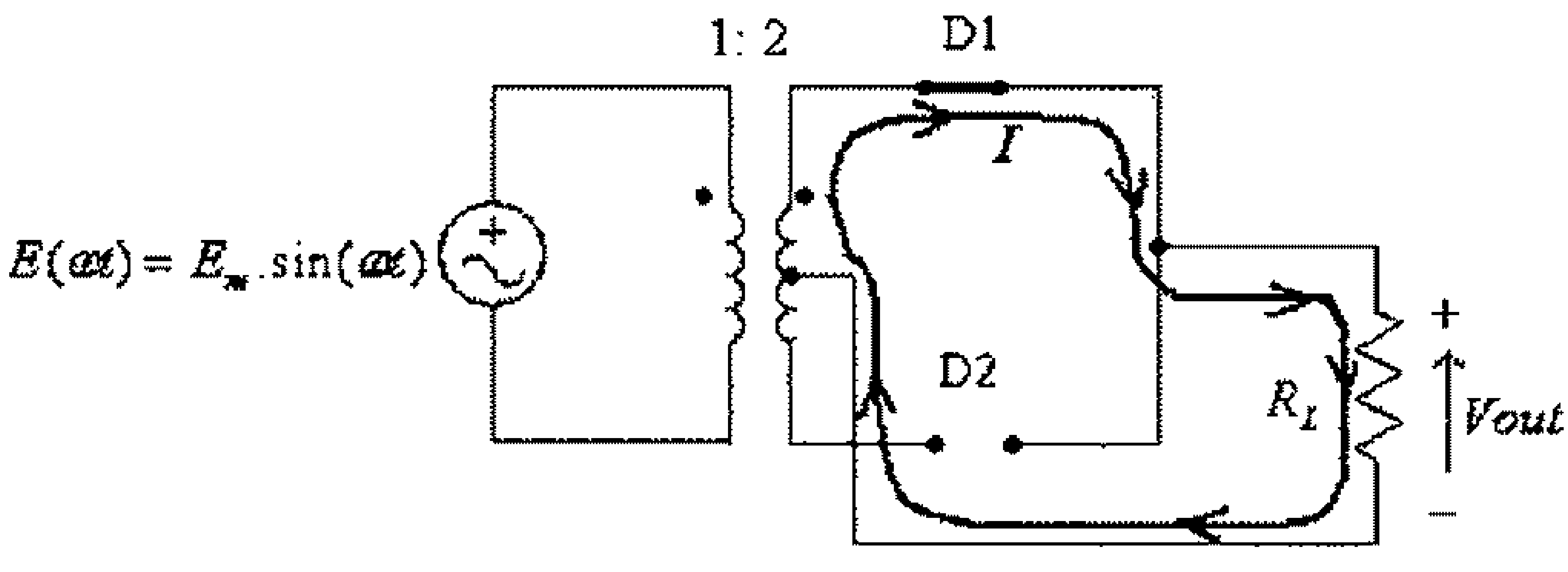
كما يمكن بناء مقوم موجة كاملة بإستخدام ديودين فقط، ولكن في هذه الحالة يتطلب إستخدام محول بمخرج وسطي (center-tapped transformer) كما هو مبين في الدائرة أدناه.



شكل (46)

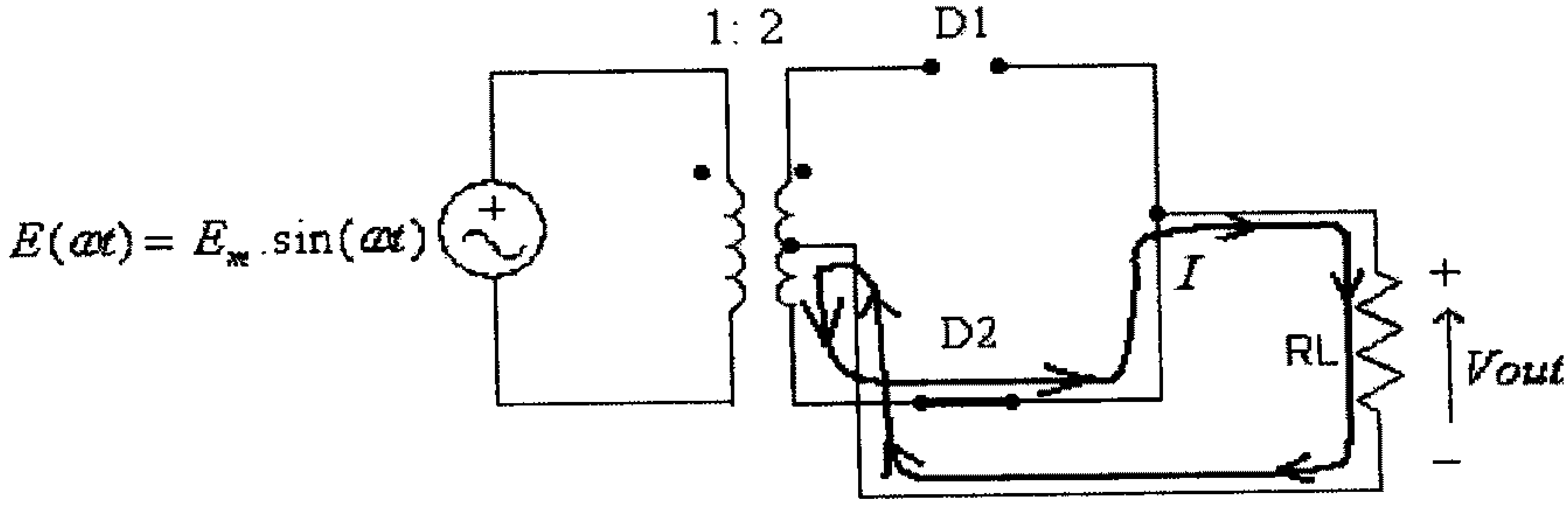
وشكل موجة فرق الجهد المخرجي لهذا المقوم شبيهة لتلك في حالة المقوم القنطري (bridge rectifier) والمبينة في شكل (42)

في النصف الموجب لموجة فولطتية المصدر يكون الديود D_1 في حالة إنحياز أمامي والديود D_2 في حالة إنحياز عكسي، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (47)

وفي النصف السالب لموجة فولطتية المصدر يكون الديود D_1 في حالة إنحياز عكسي والديود D_2 في حالة إنحياز أمامي، في هذه الحالة فإن الدائرة المكافئة تكون:



شكل (48)

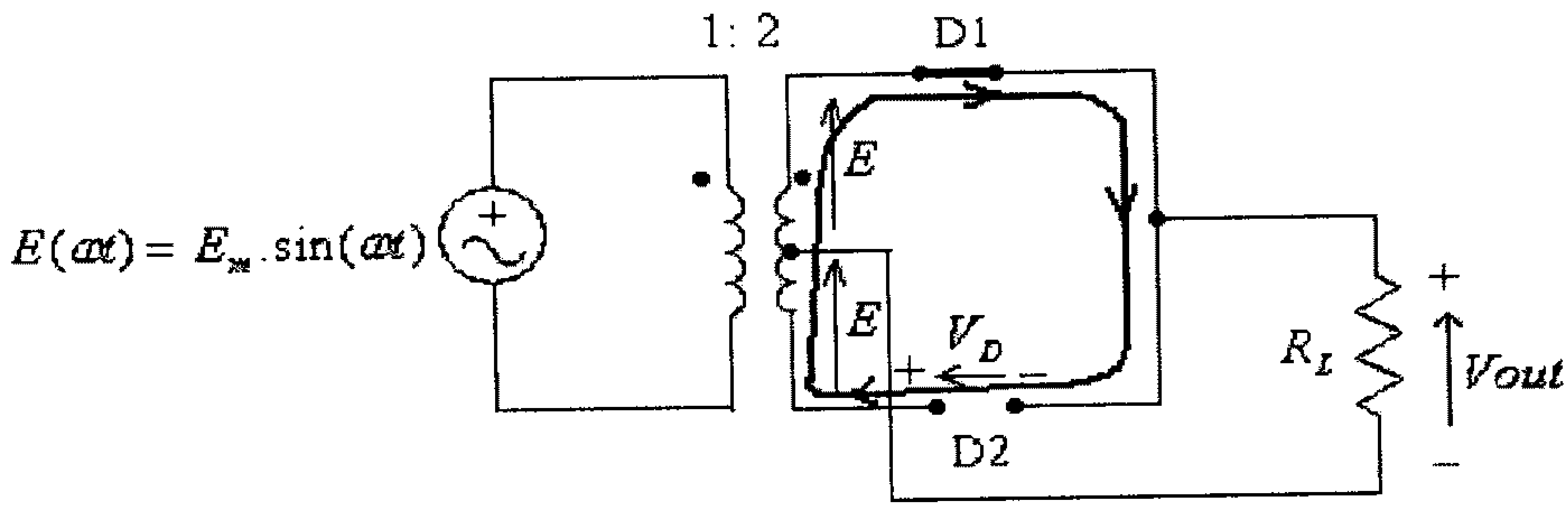
وبالرجوع الى شكل موجة الفولطية المخرجية لمقوم الموجة الكاملة والمبينة في شكل (42)، يلاحظ أن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية، في حالة الديودات المثالية، هي:

$$V_{av} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} E(\omega t).d(\omega.t) = \frac{E_m}{\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega.t) = \frac{2E_m}{\pi} = 0.636E_m$$

وفي حال الديودات السيليكونية فإن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} \approx \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}[E(\omega t) - V_T].d(\omega.t) \approx \frac{E_m - 0.7}{\pi}\int_0^{\pi}\sin(\omega t).d(\omega.t) = \frac{2(E_m - 0.7)}{\pi} = 0.636(E_m - 0.7)$$

ولتحديد قيمة الفولطية العكسية على الديود يمكنك الرجوع الى الشكل (49) المبين أدناه.



شكل (49)

في هذا الشكل، ومن كون أن مجموع الفولطيات في الحلقة المغلقة يساوي صفر، يمكن الإستنتاج أن:

$$E + E + V_D = 0$$

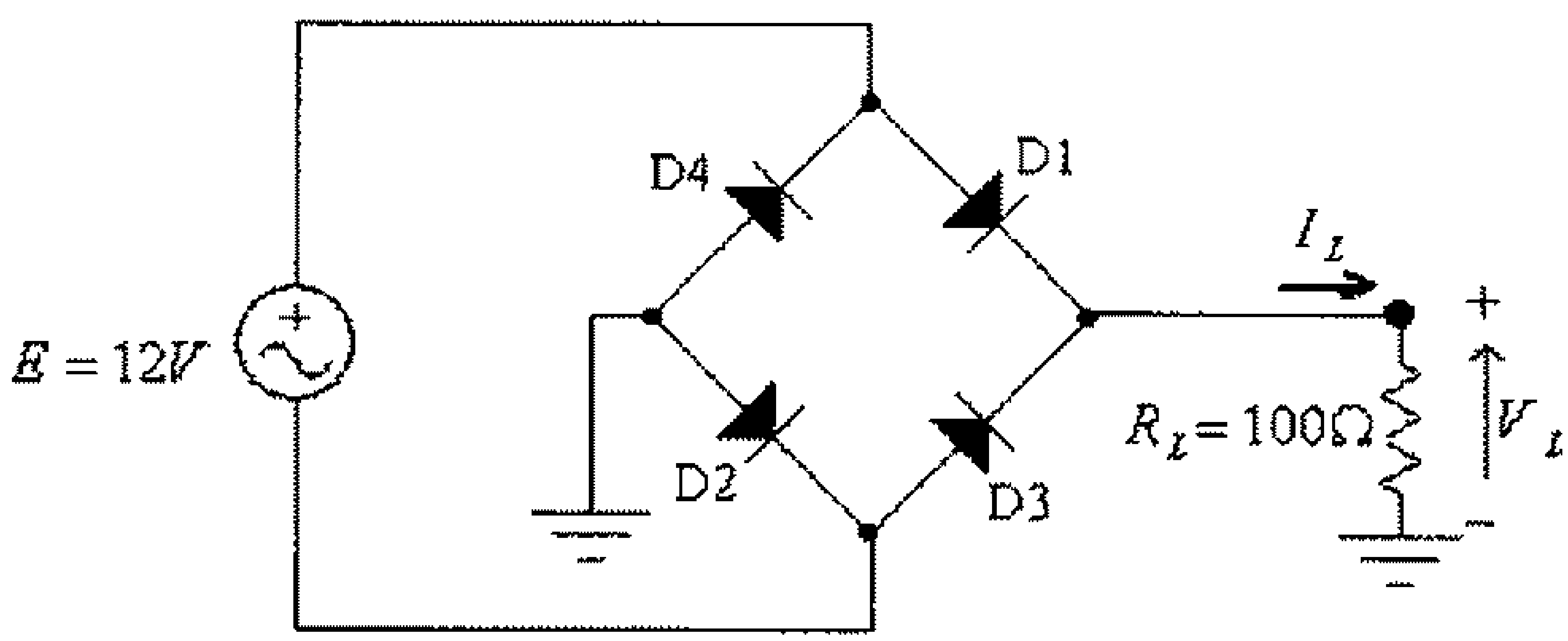
ومنها:

$$V_D = -2E$$

وبالتالي فإن القيمة القصوى لفولطية الديود تساوي ضعف القيمة القصوى لفولطية المصدر، وحتى لاينهار الديود فإن فولطية الإنهيار العكسي للديود (reverse breakdown voltage) يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة. أي :

$$V_{BR} > 2E_m$$

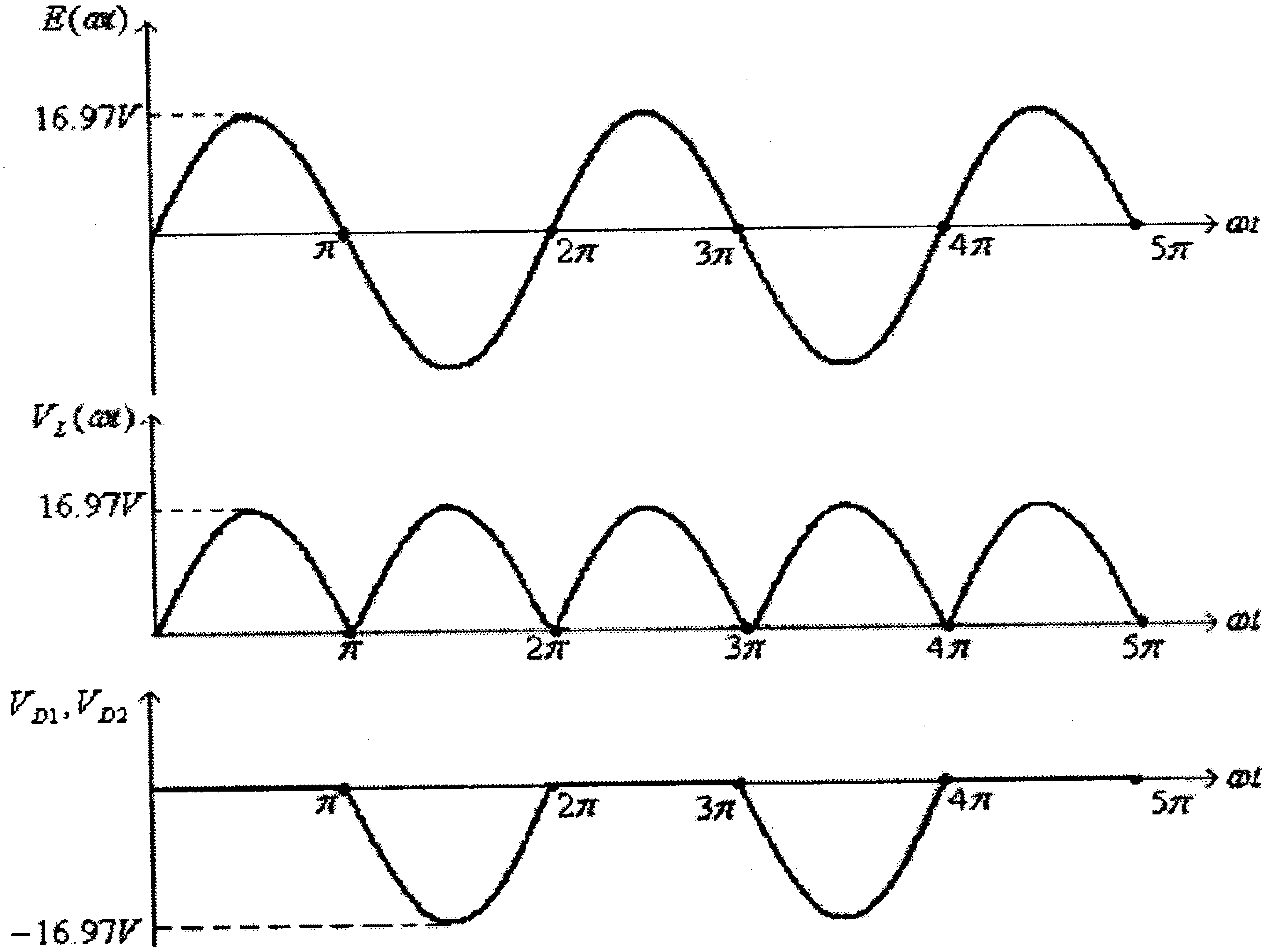
مثال (11): لمقوم الموجة الكاملة التالي وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (50)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (51)

القيمة العظمى لفولطية المصدر هي:

$$E_m = \sqrt{2}.E_{rms} = \sqrt{2}(12) = 16.97V$$

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.636E_m = 0.636(16.97) = 10.8V$$

القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{10.8V}{100} = 0.108A = 108mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

لاحظ أن جهد الإنهيار العكسي للديود يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة.

مثال (12): لمقوم الموجة الكاملة المبين في المثال السابق، وفي حال كون الديود سيليكونياً، أوجد القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.

الحل:

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} \approx 0.636(E_m - 2V_T) = 0.636(16.97 - 1.4) = 9.9V$$

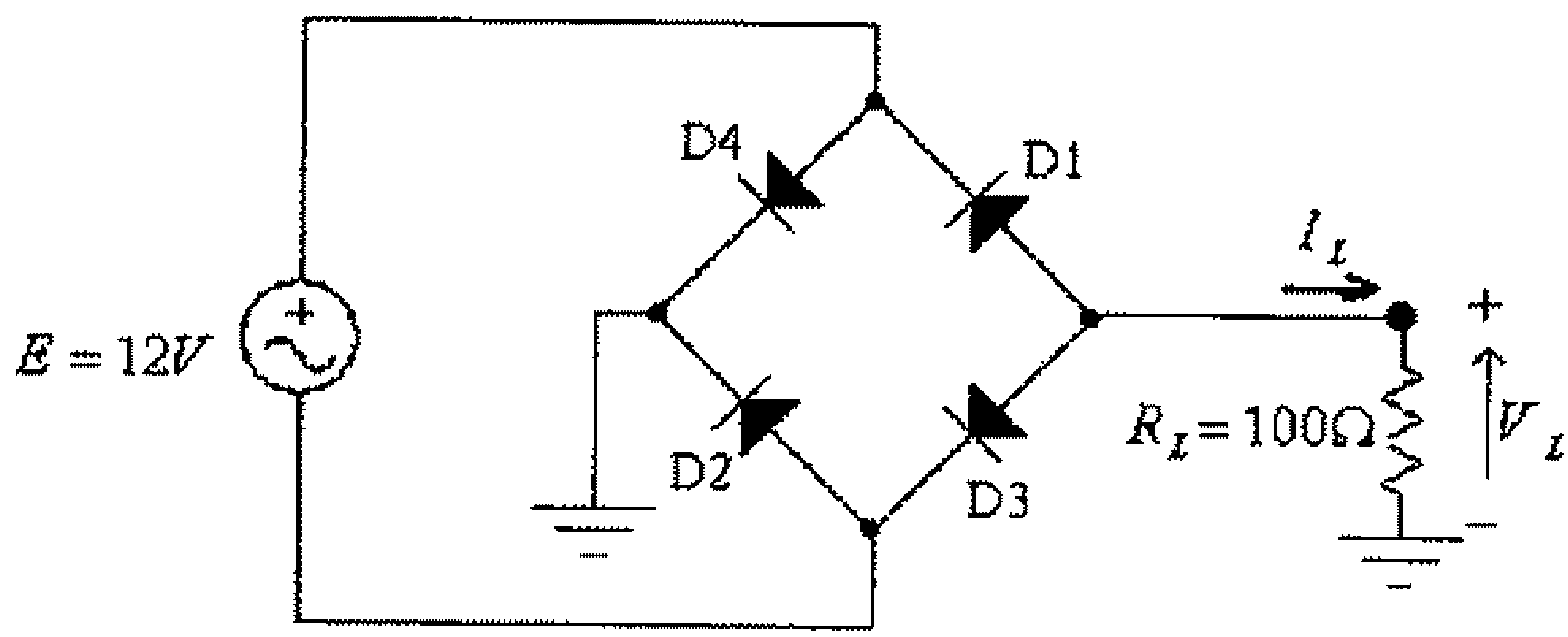
القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{9.9V}{100} = 0.099A = 99mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

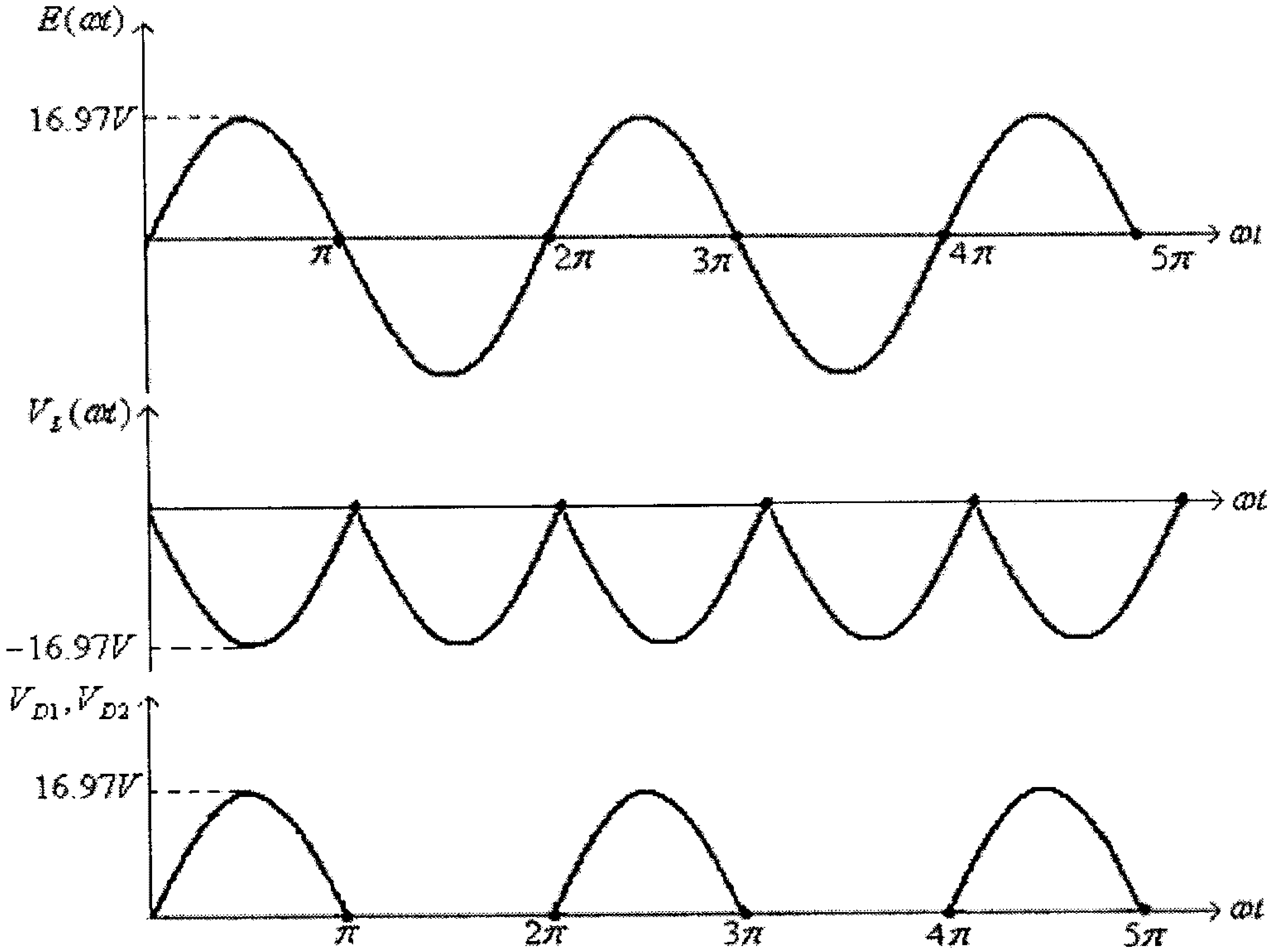
مثال (13): لمقوم الموجة الكاملة التالي وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (52)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (53)

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.636(-E_m) = 0.636(-16.97) = -10.8V$$

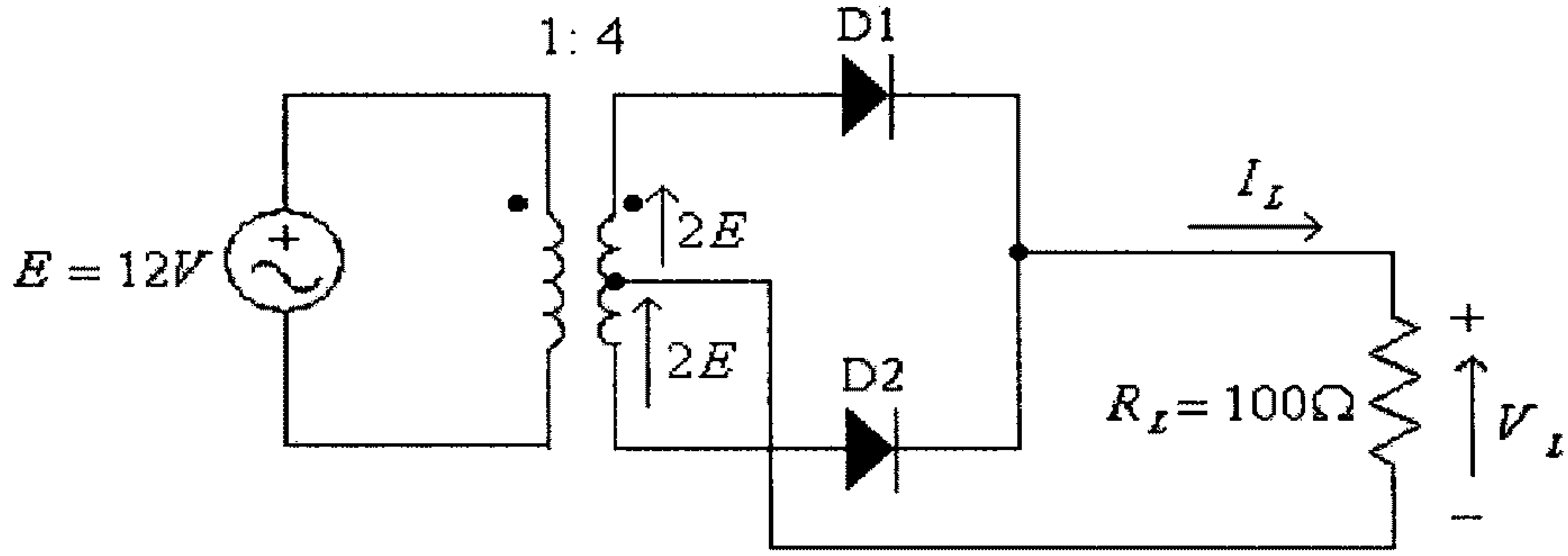
القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{-V_{Lav}}{R_L} = \frac{-10.8V}{100} = -0.108A = -108mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 16.97V$$

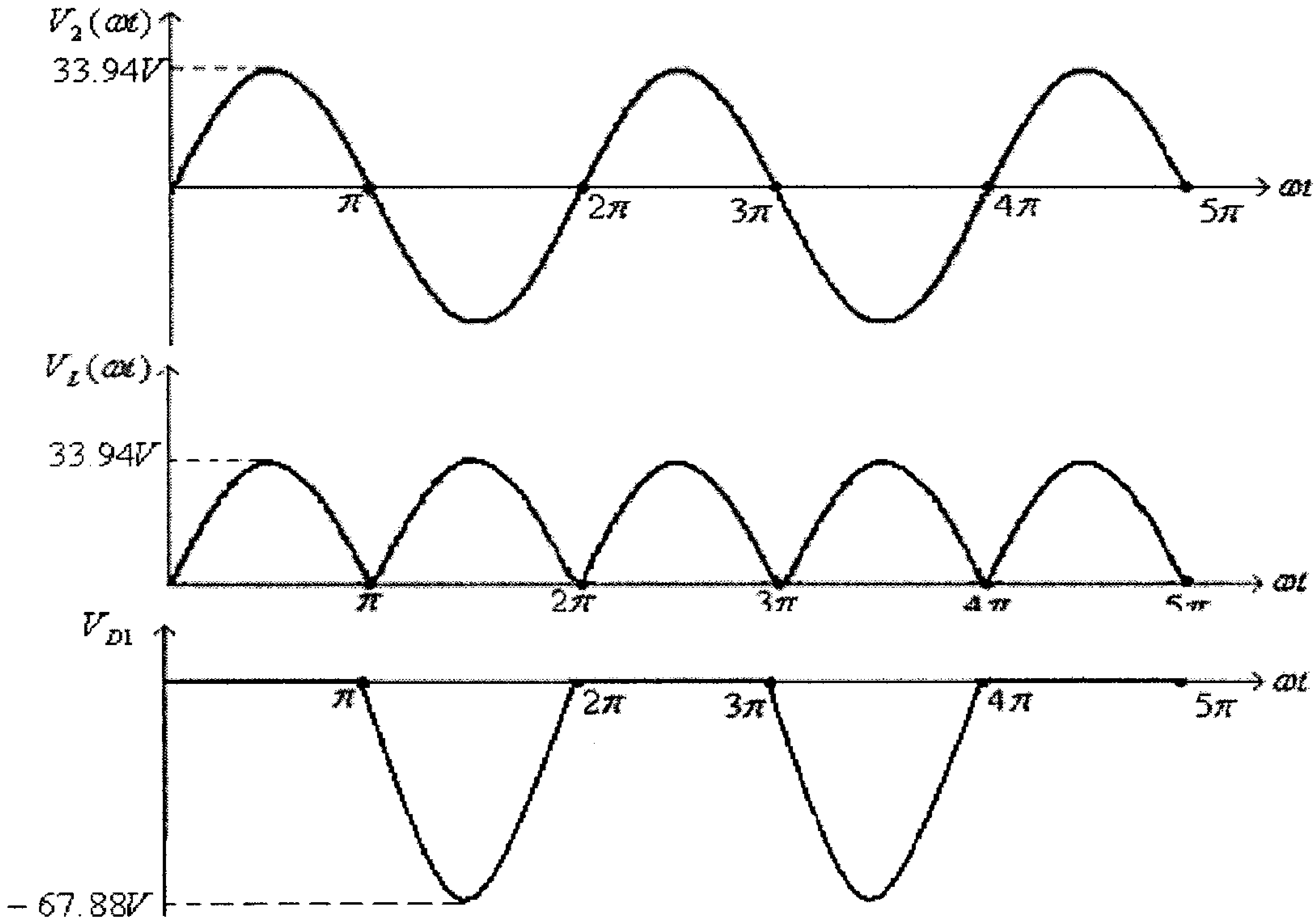
مثال (14): لمقوم الموجة الكاملة التالي، وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (54)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (55)

القيمة العظمى لفولطية الملف الثانوي للمحول هي:

$$V_{2m} = 2E_m = 2\sqrt{2}.E_{rms} = 2\sqrt{2}(12) = 33.94V$$

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.636V_{2m} = 0.636(33.94) = 21.6V$$

القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{21.6V}{100} = 0.216A = 216mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 2V_{2m} = 2(33.94) = 67.88V$$

لاحظ أن جهد الإنهيار العكسي للديود يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة.

مثال (15): لمقوم الموجة الكاملة المبين في المثال السابق، وفي حال كون الديودين سيليكونيين، أوجد القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.

الحل:

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.636(V_{2m} - V_T) = 0.636(33.94 - 0.7) = 21.14V$$

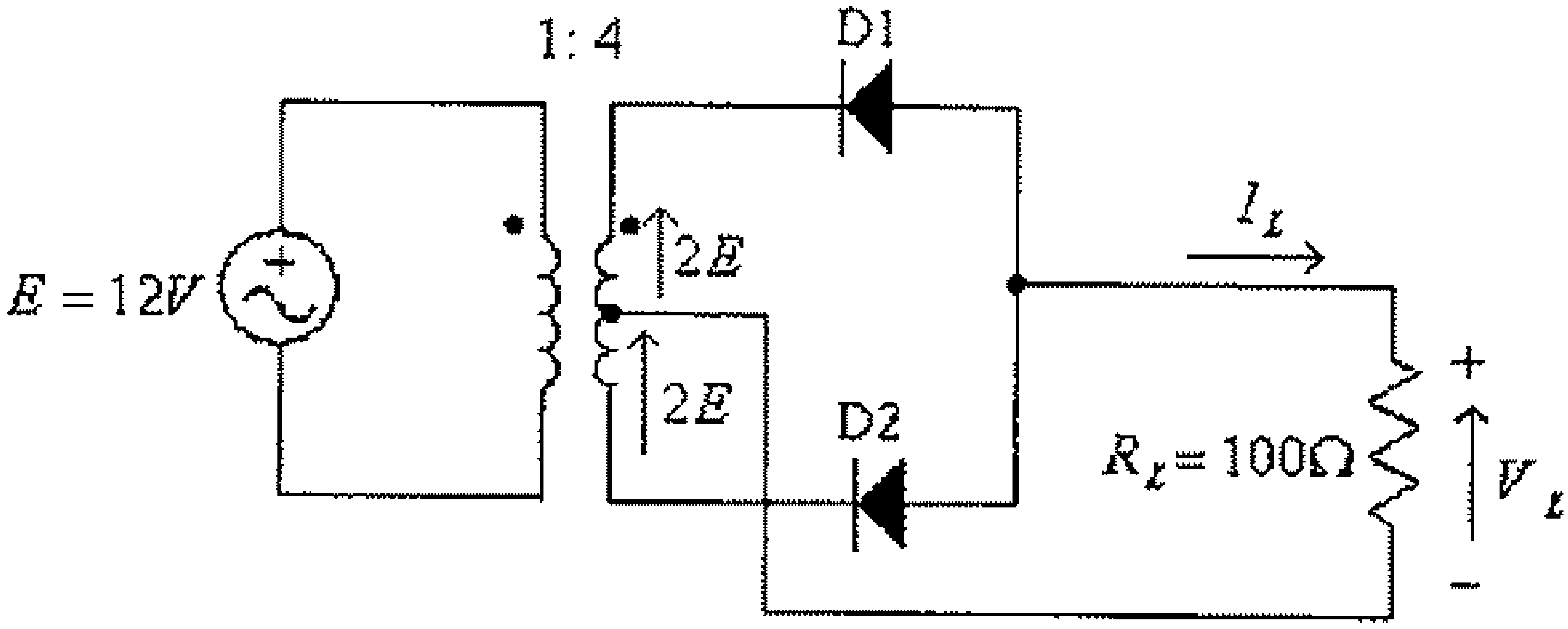
القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{21.14V}{100} = 0.2114A = 211.4mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

$$V_{R\max} = 2V_{2m} = 2(33.94) = 67.88V$$

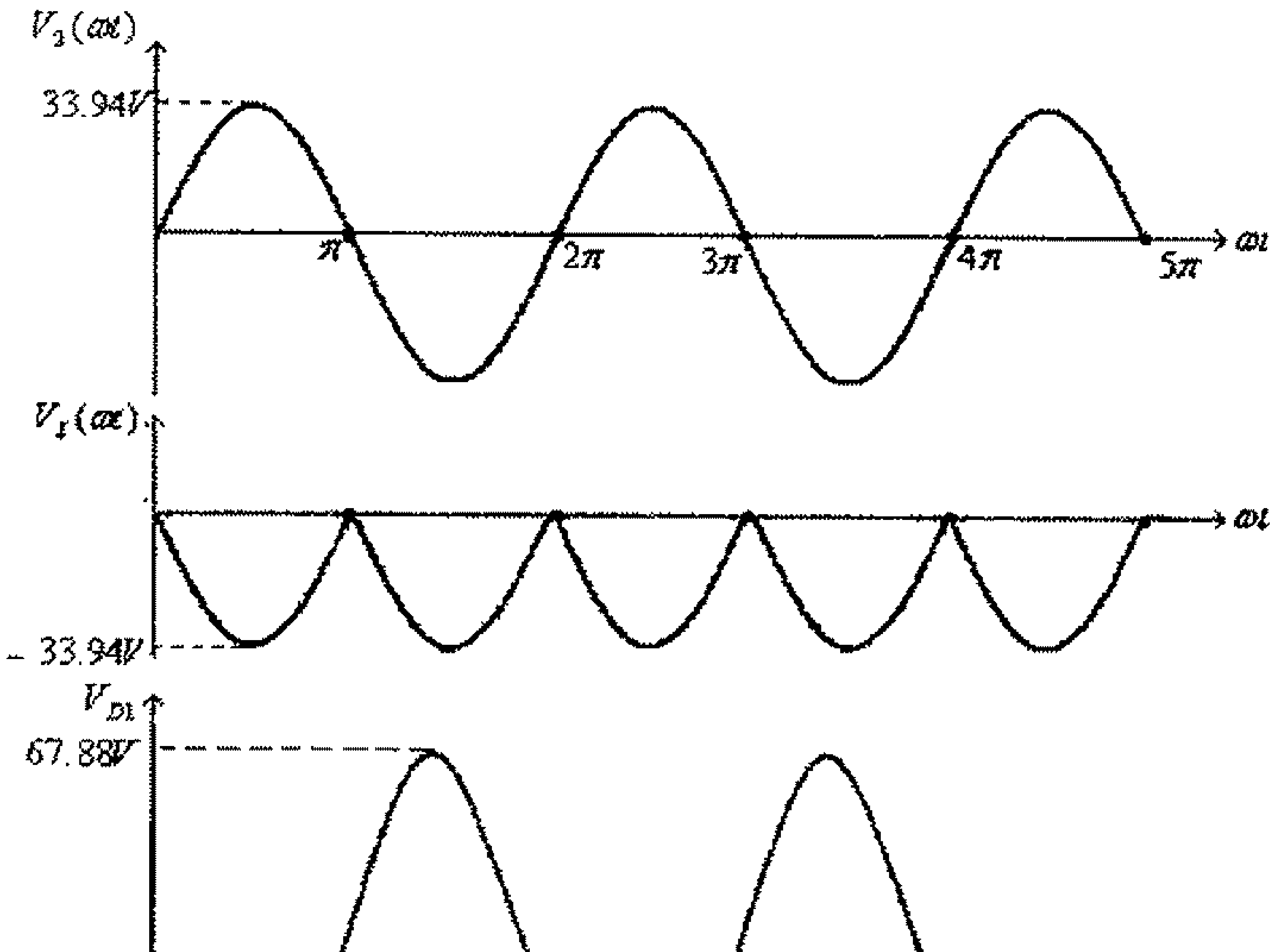
مثال (16): لمقوم الموجة الكاملة التالي وإذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $12V$ ، أرسم موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود، أوجد كذلك القيمة المتوسطة لفولطية الحمل والقيمة المتوسطة لتيار الحمل والقيمة القصوى لفولطية الديود.



شكل (56)

الحل:

موجات الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية وفولطية الديود مبينة في الشكل التالي.



شكل (57)

القيمة العظمى لفولطية الملف الثانوي للمحول هي:

$$V_{2m} = 2E_m = 2\sqrt{2}.E_{rms} = 2\sqrt{2}(12) = 33.94V$$

القيمة المتوسطة لفولطية الحمل هي:

$$V_{Lav} = 0.636(-V_{2m}) = 0.636(-33.94) = -21.6V$$

القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$I_{Lav} = \frac{V_{Lav}}{R_L} = \frac{-21.6V}{100} = -0.216A = -216mA$$

والقيمة القصوى لفولطية الديود هي:

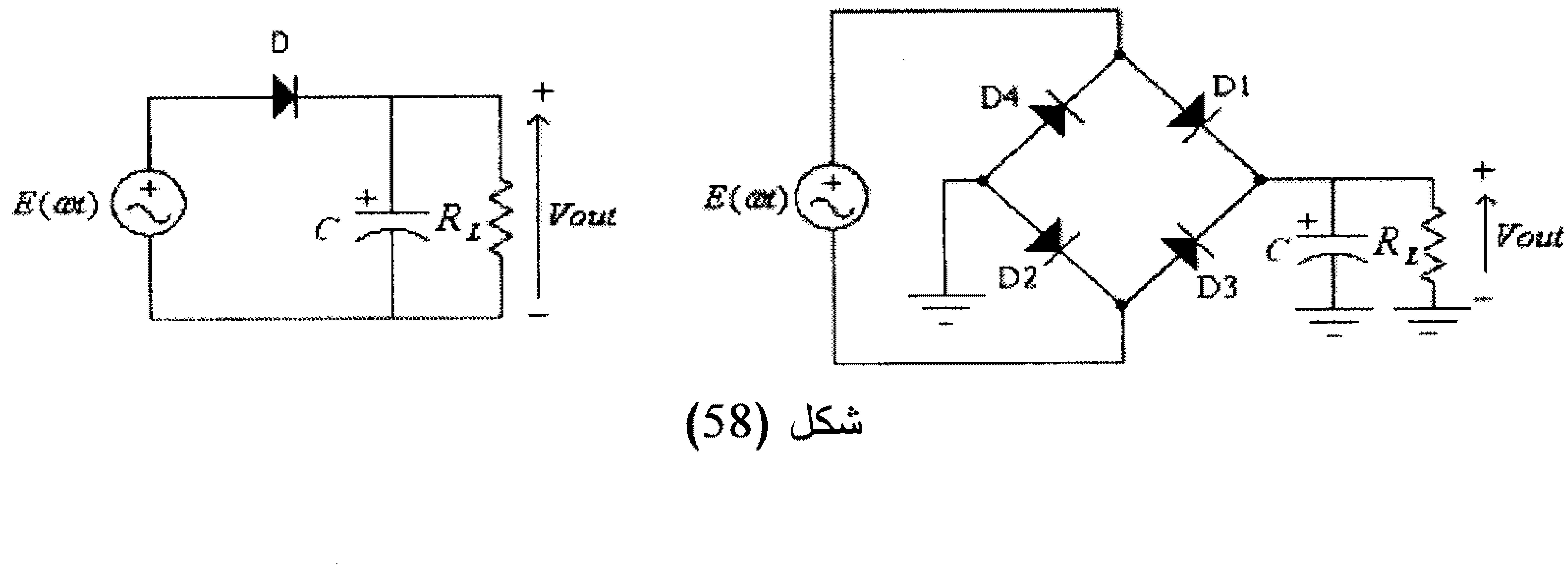
$$V_{R\max} = 2V_{2m} = 2(33.94) = 67.88V$$

لاحظ أن جهد الإنهيار العكسي للديود يجب أن تكون أعلى من هذه القيمة.

2.5 دوائر التنعيم (Smoothing Circuits):

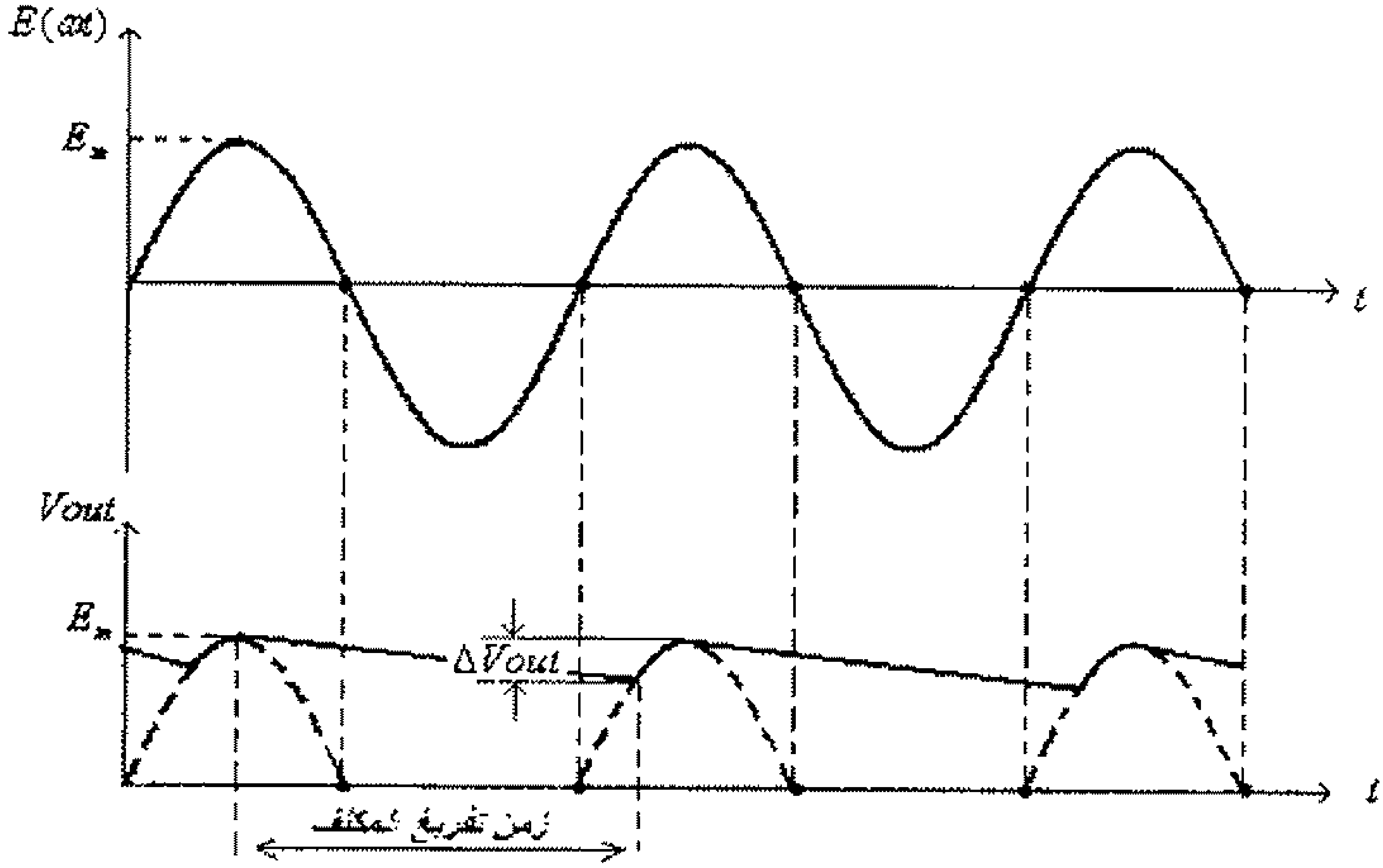
لقد لاحظت أن الفولطية المخرجية لدوائر التقويم السابقة هي فولطية مستمرة، بمعنى أنها لا تغير قطبيتها وإنما تبقى دائماً بقطبية ثابتة، ولكن هذه الفولطية ليست ثابتة بقيمها اللحظية (كما هي الفولطية بين قطبي بطارية، مثلاً) وإنما تحوي تموجات (ripple) قد لا تكون مناسبة لتغذية العديد من الأجهزة الالكترونية.

ولتقليل مقدار التموجات الموجودة بالفولطية المخرجية للمقوم وجعل هذه الفولطية أقرب الى الفولطية التي يمكن الحصول عليها من بطارية عادية فإنه يربط عادةً وعلى مخرج هذه المقومات مكثفاً (أو مجموعة من المكثفات) الالكتروليتية، وكما هو مبين في الشكل أدناه.



شكل (58)

الشكل التالي يبين موجة الفولطية المخرجية لمقوم نصف موجة مع مكثف مربوط على مخرجه.



شكل (59)

يلاحظ من هذا الشكل أنه وعندما تكون القيمة اللحظية لفولطية مصدر التغذية أعلى من فرق الجهد بين طرفي المكثف فأن الديود يكون في حالة أنحياز أمامي ويتم شحن المكثف الى القيمة العظمى لفولطية مصدر التغذية، وعندما تبدأ القيمة اللحظية لفولطية مصدر التغذية بالتناقص فإن الديود يصبح في وضع إنحياز عكسي ويتوقف عن التوصيل، وفي هذه الحالة يتم تغذية الحمل من الطاقة المخزونة في المكثف.

وحيث أن مقدار الشحنة الكهربائية المخزونة في المكثف تعطى بالعلاقة:

$$Q = C.V$$

حيث:

Q : مقدار الشحنة الكهربائية المخزونة في المكثف

C : سعة المكثف.

V : فرق الجهد بين طرفي المكثف (فولطية المكثف)

فإن التغير في مقدار الشحنة الكهربائية المخزونة في المكثف عندما يتغير فرق الجهد بين طرفيه (فرق الجهد المخرجي للمقوم) بمقدار $\Delta Vout$ يكون:

$$\Delta Q = C.\Delta Vout \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وعلى إفتراض أن تيار تفريغ المكثف يبقى ثابتاً خلال فترة التفريغ، والتي تساوي دورة واحدة (one period) تقريباً، فيمكن الإستنتاج أن التغير في مقدار الشحنة الكهربائية المخزونة في المكثف خلال تفريغه هو:

$$\Delta Q = I.T = \frac{I}{f} \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

حيث:

I : تيار تفريغ المكثف.

T : زمن الدورة (the period) لفولطية مصدر التغذية.

f : تردد مصدر التغذية.

ومن المعادلتين (1) و (2) يمكن الأستنتاج أن:

$$C.\Delta Vout = \frac{I}{f}$$

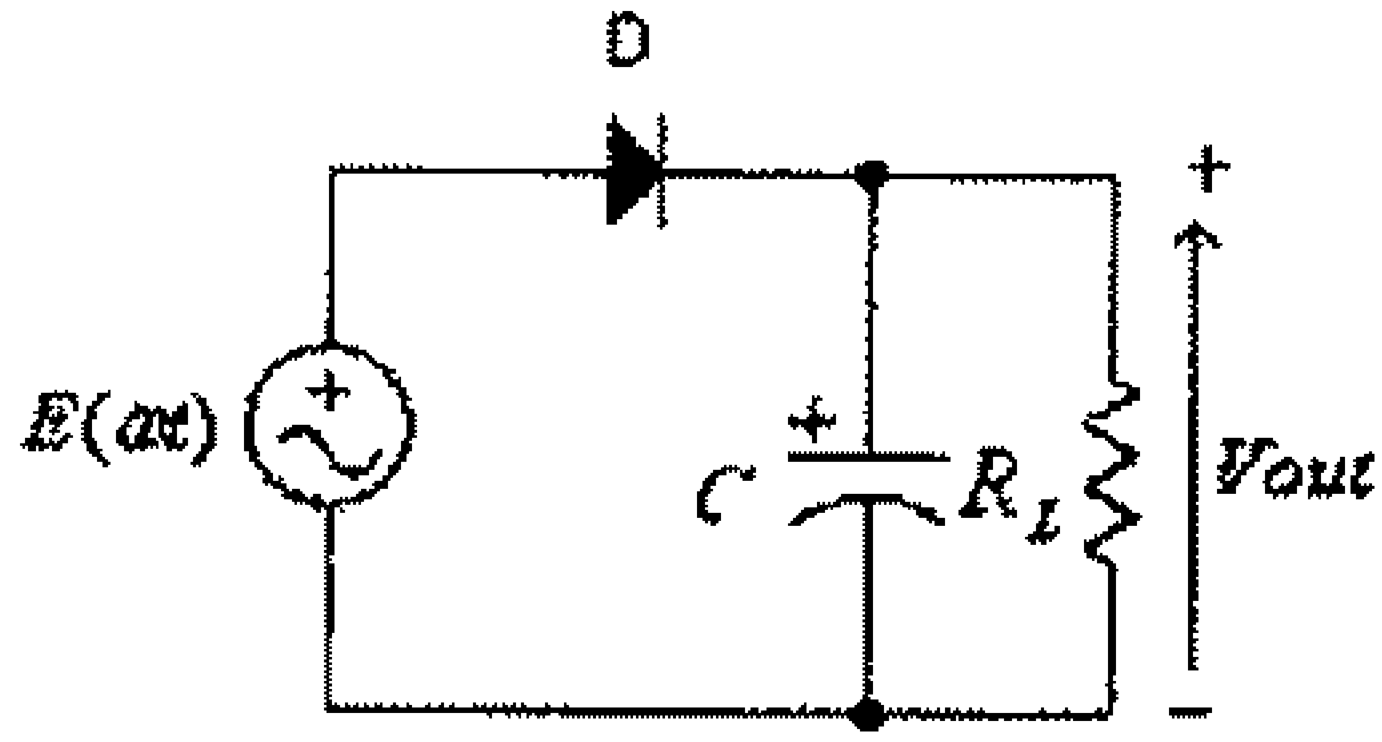
ومنها:

$$C = \frac{I}{f.\Delta Vout}$$

ويمكن إتباع نفس الطريقة أعلاه لحساب قيمة سعة مكثف التنعيم لمقوم الموجة الكاملة، لتجد أنه ولمقوم الموجة الكاملة:

$$C = \frac{I}{2f.\Delta Vout}$$

مثال (17): لمقوم نصف الموجة التالي أوجد مقدار سعة المكثف اللازم ليكون مقدار التموج في فولطية المخرج تساوي $1V$ فقط، إذا علمت أن $R_L = 100\Omega$ وأن القيمة الفعالة لفولطية مصدر التغذية هي $E_{rms} = 12V$ وتردده يساوي $f = 50Hz$.



شكل (60)

الحل:

لوجود مكثف التنعيم على مخرج دائرة التقويم سيتم شحن هذا المكثف الى القيمة العظمى لفولطية مصدر التغذية، أي أن القيمة العظمى للفولطية المخرجية هي:

$$Vout(\max) = \sqrt{2}(12) = 16.97V$$

التغير المسموح به لفولطية المخرج هو $1V$ فقط، لذا فإن القيمة الصغرى لفولطية المخرج هي:

$$Vout(\min) = \sqrt{2}(12) - \Delta V = 16.97 - 1 = 15.97V$$

القيمة المتوسطة لفولطية المخرج هي:

$$Vout(average) = \frac{Vout(\max) + Vout(\min)}{2} = \frac{16.97 + 15.97}{2} = 16.47V$$

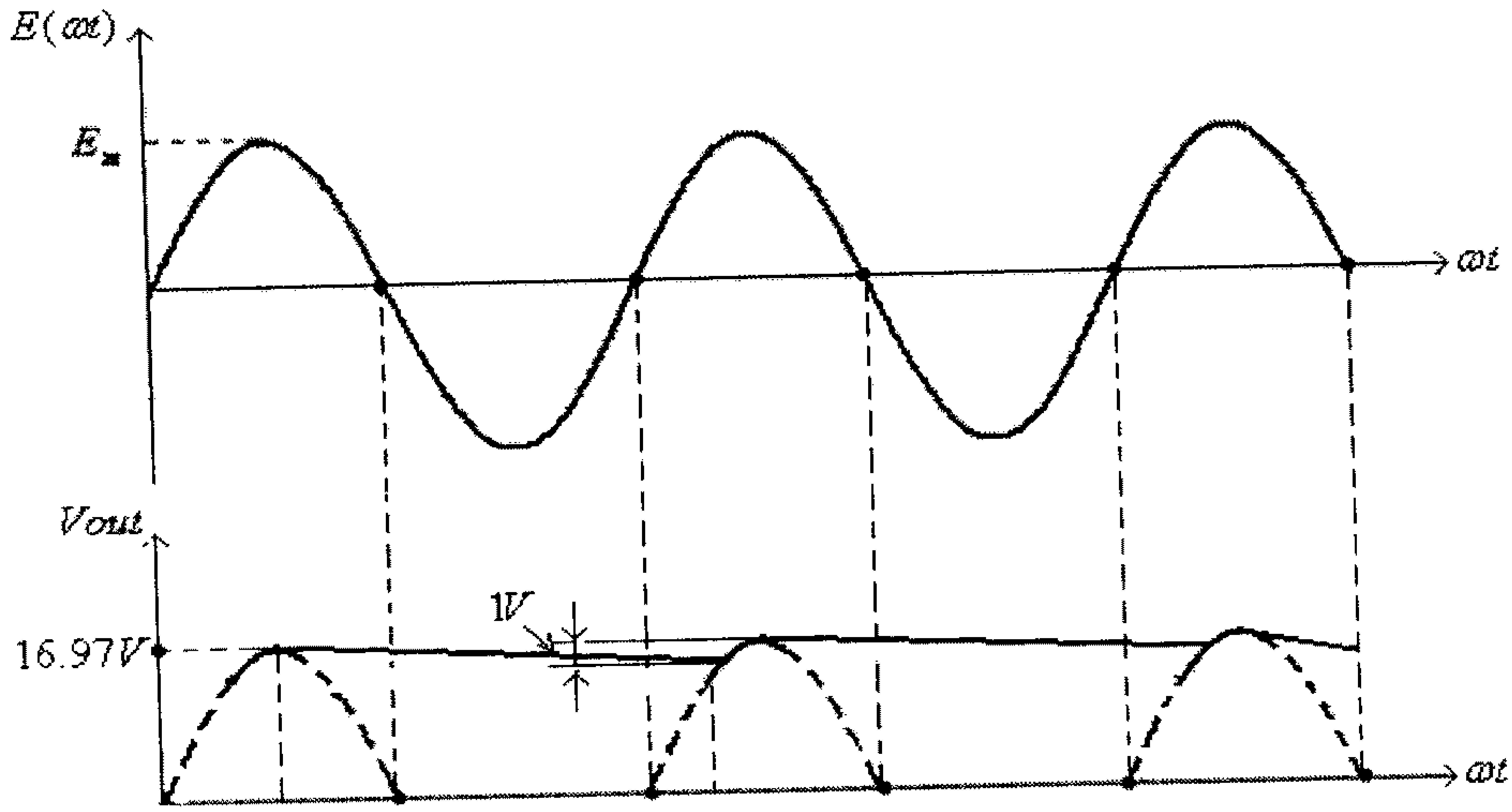
القيمة المتوسطة لتيار الحمل هي:

$$Iout(average) = \frac{Vout(average)}{R_L} = \frac{16.47}{100} = 0.1647A$$

وبالتالي، فإن:

$$C = \frac{I}{f.\Delta Vout} = \frac{0.1647}{50x1} = 0.0033F = 3300\mu F$$

وشكل موجتي فولطية المصدر وفولطية الحمل مبينة أدناه:



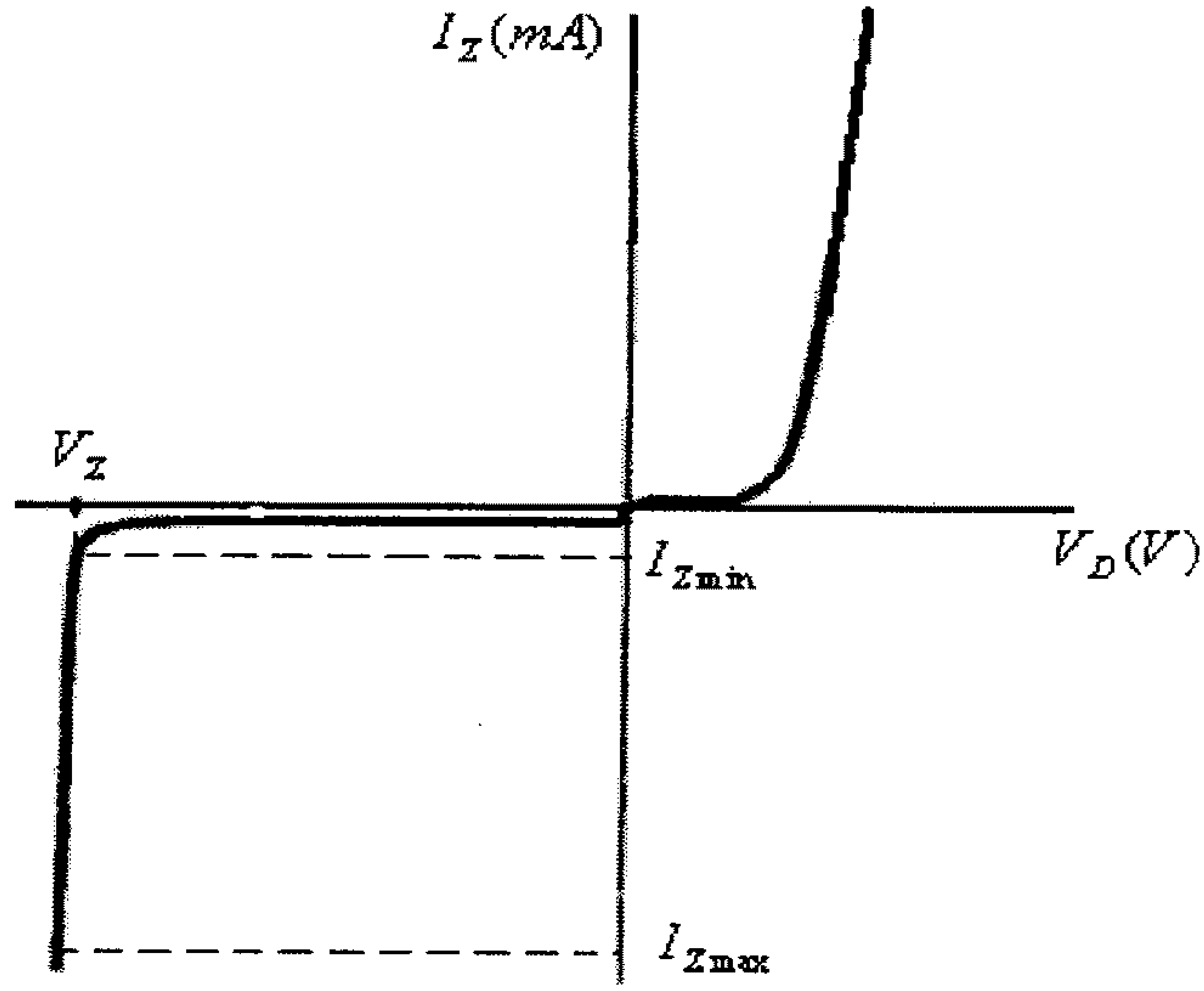
شكل (61)

ملاحظات هامة:

- في المثال السابق إعتُبِر الديود مثالياً، ولكن في التطبيقات العملية يكون الديود سيليكونياً أو مصنوعاً من الجرمانيوم لذا تكون الفولطية المخرجية أقل مما تم إيجاده بمقدار فرق الجهد بين طرفي الديود.
- في حالة مقوم الموجة الكاملة فإن مواسعة المكثف اللازمة، ولنفس مقدار التغير في فولطية المخرج، نصف القيمة التي تم إيجادها في المثال السابق وذلك لأن زمن تفريغ المكثف في حالة مقوم الموجة الكاملة يساوي نصف زمن تفريغ المكثف في حالة مقوم نصف الموجة.
- كلما زاد تيار الحمل كلما لزم مكثف بمواسعة أكبر للحفاظ على مقدار التغير في فولطية المخرج.
- ترتفع القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية لدائرة التقويم بإرتفاع مواسعة المكثف المربوط على مخرج الدائرة وإرتفاع مقاومة الحمل (نقص تيار تفريغ المكثف).
- ومما يجب ذكره أيضاً، أنه يجب الإنتباه الى قطبية المكثف الالكتروليتي الذي يربط على مخرج دائرة التقويم، أذ أن ربط المكثف بطريقة معكوسة يؤدي الى تعطله أو حتى إنفجاره.

2.6 دوائر تنظيم الفولطية (Voltage Regulator Circuits)

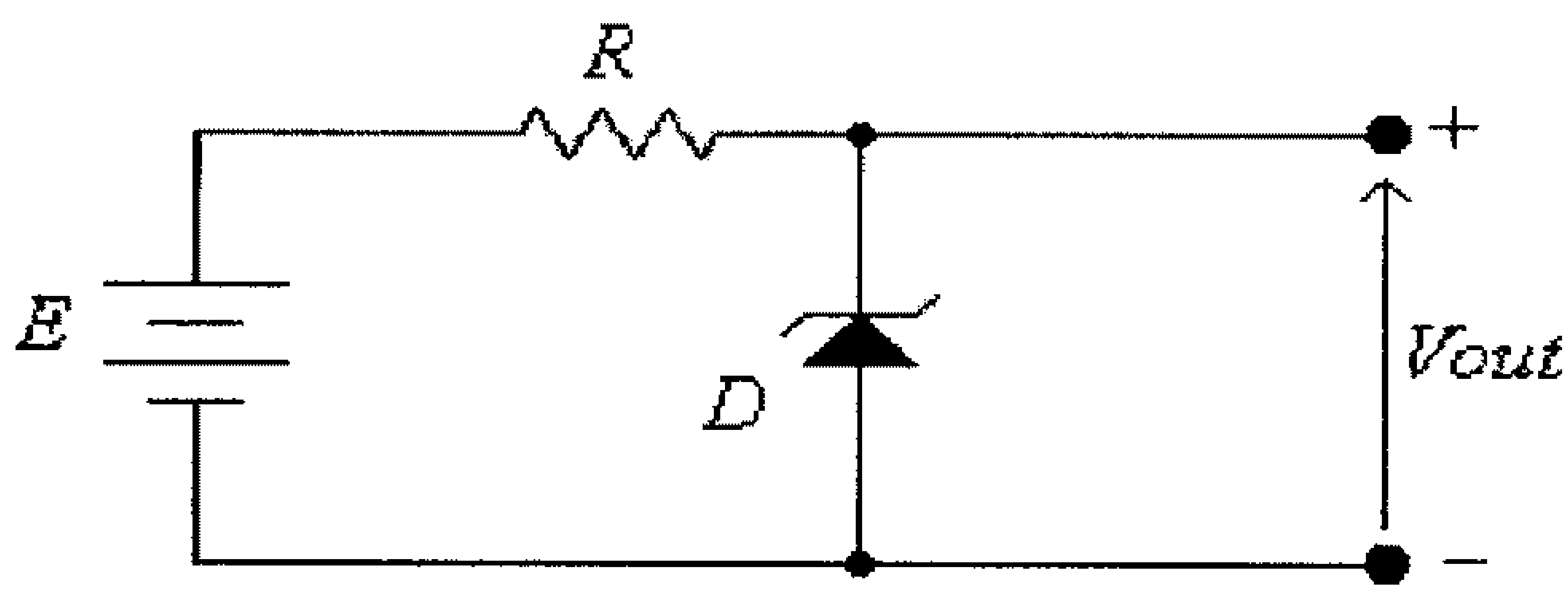
تعرفت في الوحدة الأولى على خاصية ثنائي الزنر المبينة في الشكل (62) أدناه.



شكل (62)

يتبين من هذه الخاصية أنه وفي حالة الإنحياز العكسي فأن فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود يبقى ثابتاً تقريباً (ويساوي القيمة V_Z) ، ما دام التيار المار فيه محصوراً بين القيمتين $I_{Z\min}$ و $I_{Z\max}$.

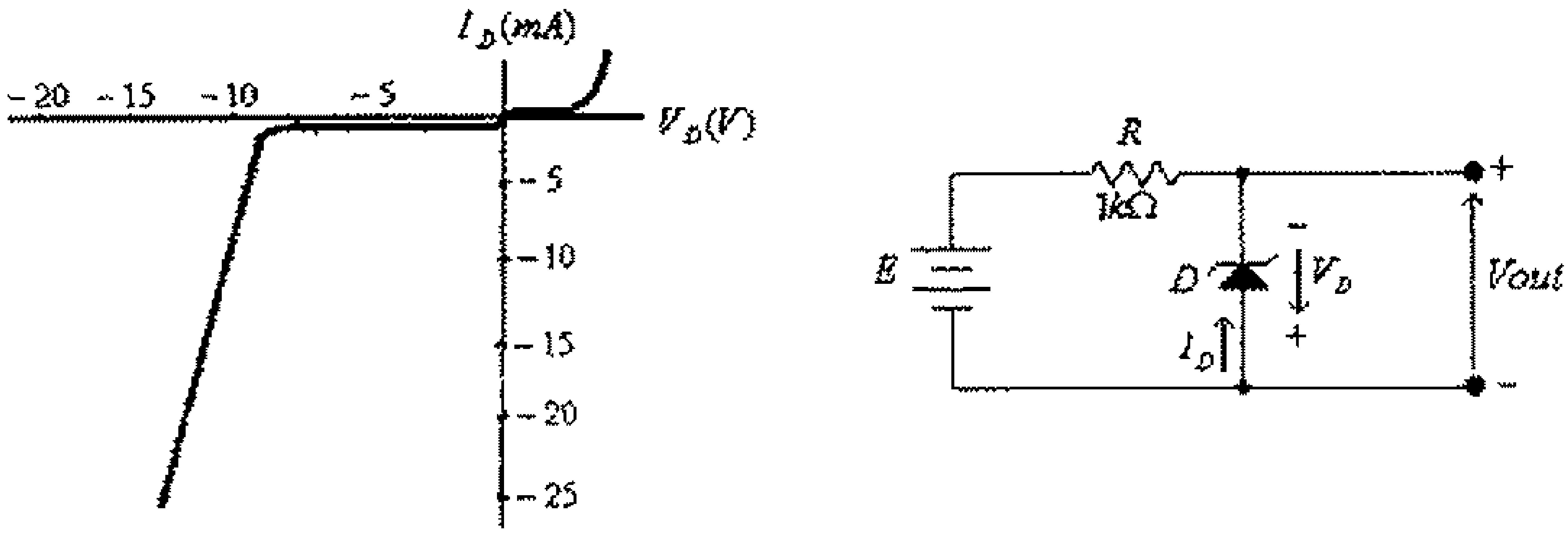
ويمكن إستخدام هذه الصفة الهامة للزنر ديود لبناء دوائر الكترونية تبقى فولطية مخرجها ثابتةً (تقريباً) بالرغم من تغير الفولطية المغذية لها. ولتوضيح ما نقصده لاحظ الدائرة المبينة في الشكل (63) التالي.



شكل (63)

في هذه الدائرة وحيث أن الفولطية المخرجية، $Vout$ ، تساوي الفولطية بين طرفي الزنر ديود، والذي بدوره يبقى ثابتاً عند تغير فولطية التغذية E ، (ما دام التيار المار في الزنر ديود محصوراً بين القيمتين $I_{Z\min}$ و $I_{Z\max}$)، فيمكن الإستنتاج أن فولطية المخرج $Vout$ تبقى ثابتةً عند تغير فولطية التغذية E .

مثال (18): للدائرة التالية ولخاصية الزنر ديود المبينة، أوجد قيمة الفولطية المخرجية، $Vout$ ، عند $E = 15V$ و $E = 20V$ على التوالي.



شكل (64)

الحل:

لهذه الدائرة:

$$E + 1000.I_D + V_D = 0$$

وعند $E = 15V$ ، فإن معادلة خط الحمل هي:

$$1000.I_D + V_D = -15$$

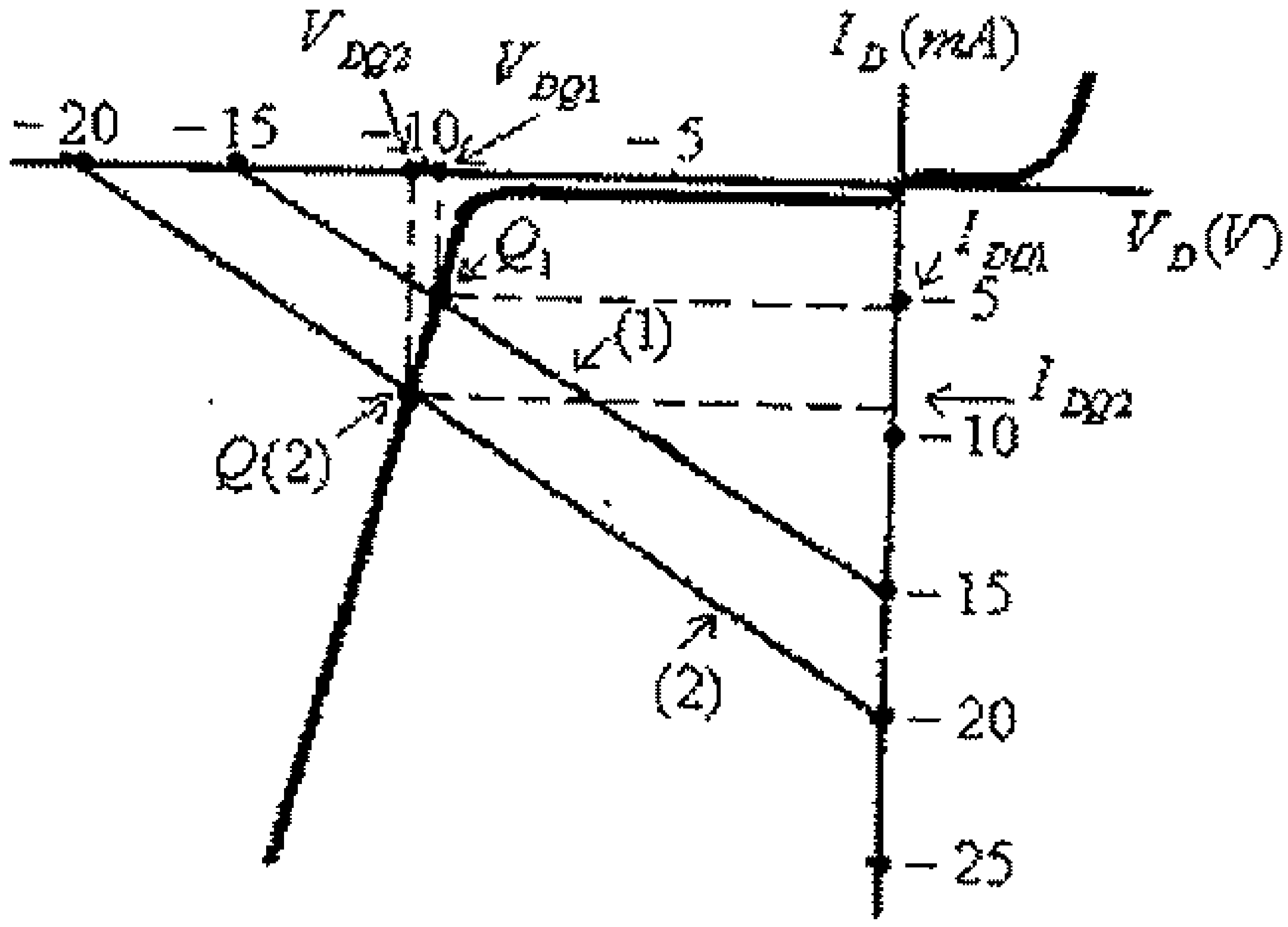
ونقطة تقاطع هذا الخط مع المحور الأفقي هي النقطة $V_D = -15V$.

ونقطة تقاطع هذا الخط مع المحور العمودي هي النقطة

$$I_D = \frac{-15}{1000} = -0.015A = -15mA$$

وهذا الخط هو الخط رقم (1) ونقطة عمل الديود هي النقطة Q_1 في الشكل التالي.

من هذا الشكل يمكن الإستنتاج أن:



شكل (65)

$$Vout = -V_{DQ1} = 9.8V$$

وعند $E = 20V$ ، فإن معادلة خط الحمل هي:

$$1000.I_D + V_D = -20$$

ونقطة تقاطع هذا الخط مع المحور الأفقي هي النقطة $V_D = -20V$.

ونقطة تقاطع هذا الخط مع المحور العمودي هي النقطة

$$I_D = \frac{-20}{1000} = -0.02A = -20mA$$

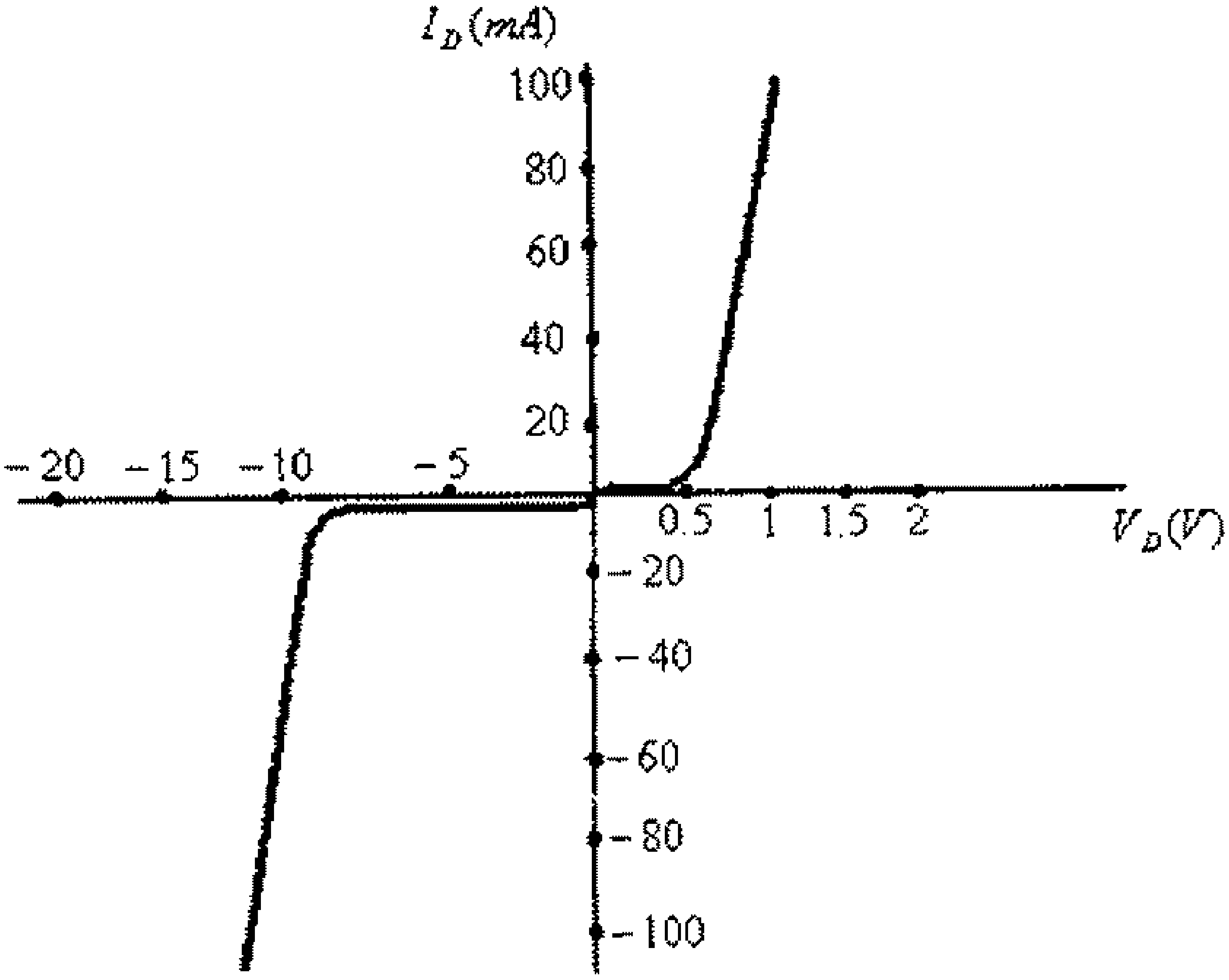
وهذا الخط هو الخط رقم (2) ونقطة عمل الديود هي النقطة Q_2 في الشكل التالي. أي أن:

$$Vout = -V_{DQ2} = 10.1V$$

من هذا المثال نلاحظ أن الفولطية المخرجية للدائرة قد تغيرت بمقدار قليل ($0.3V$ فقط) بالرغم من تغير فولطية المدخل بمقدار $5V$.

وكما في حالة ديودات العادية (ديودات التقويم)، يمكن إستخدام الدوائر المكافئة للزنر ديود لدراسة وتحليل الدوائر الالكترونية التي تحوي مثل هذا النوع من الديودات، وذلك كما هو مبين في المثال التالي.

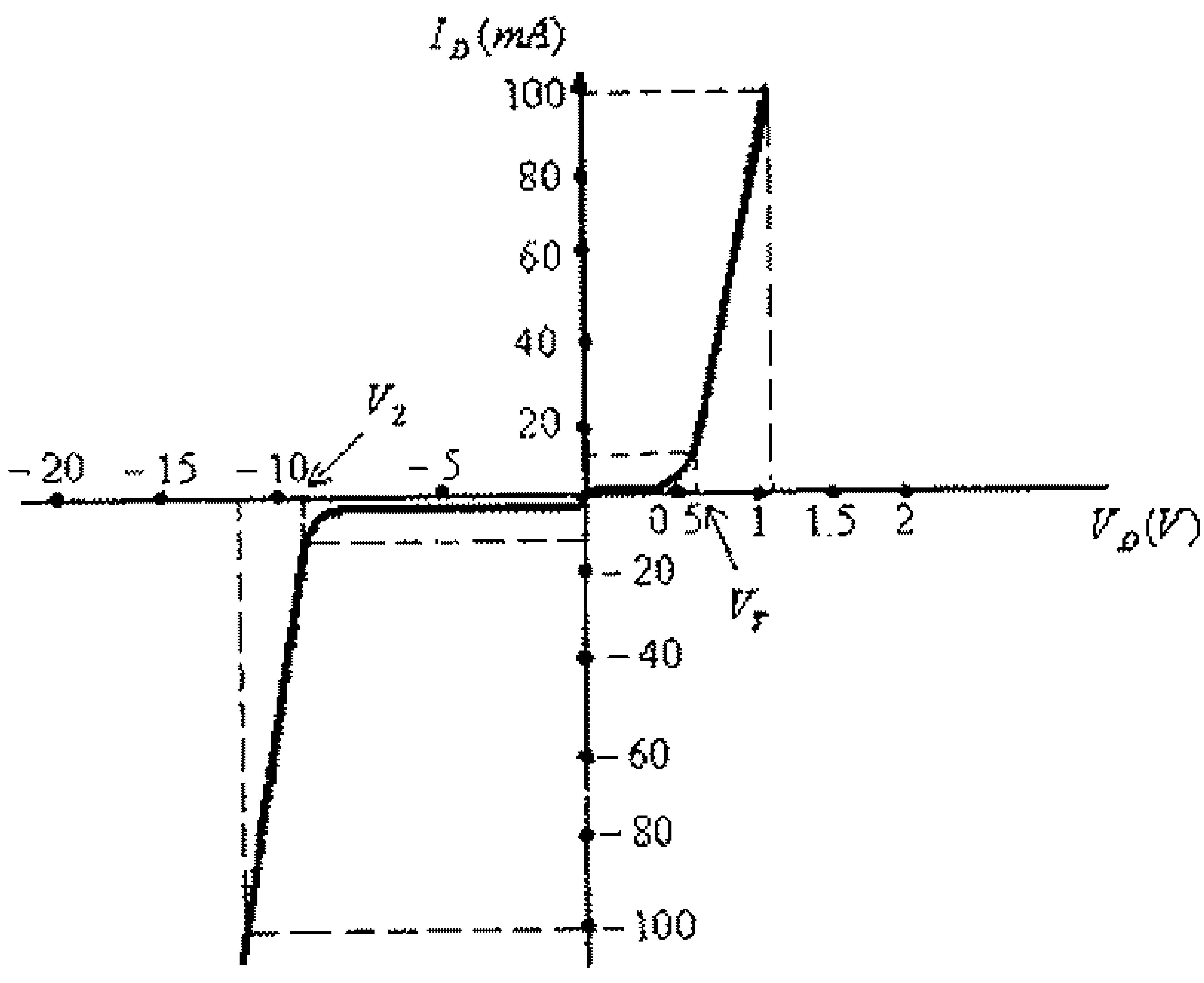
مثال(19): أوجد الدائرة المكافئة للزنر ديود المبينة خاصيته في الشكل التالي.



شكل (66)

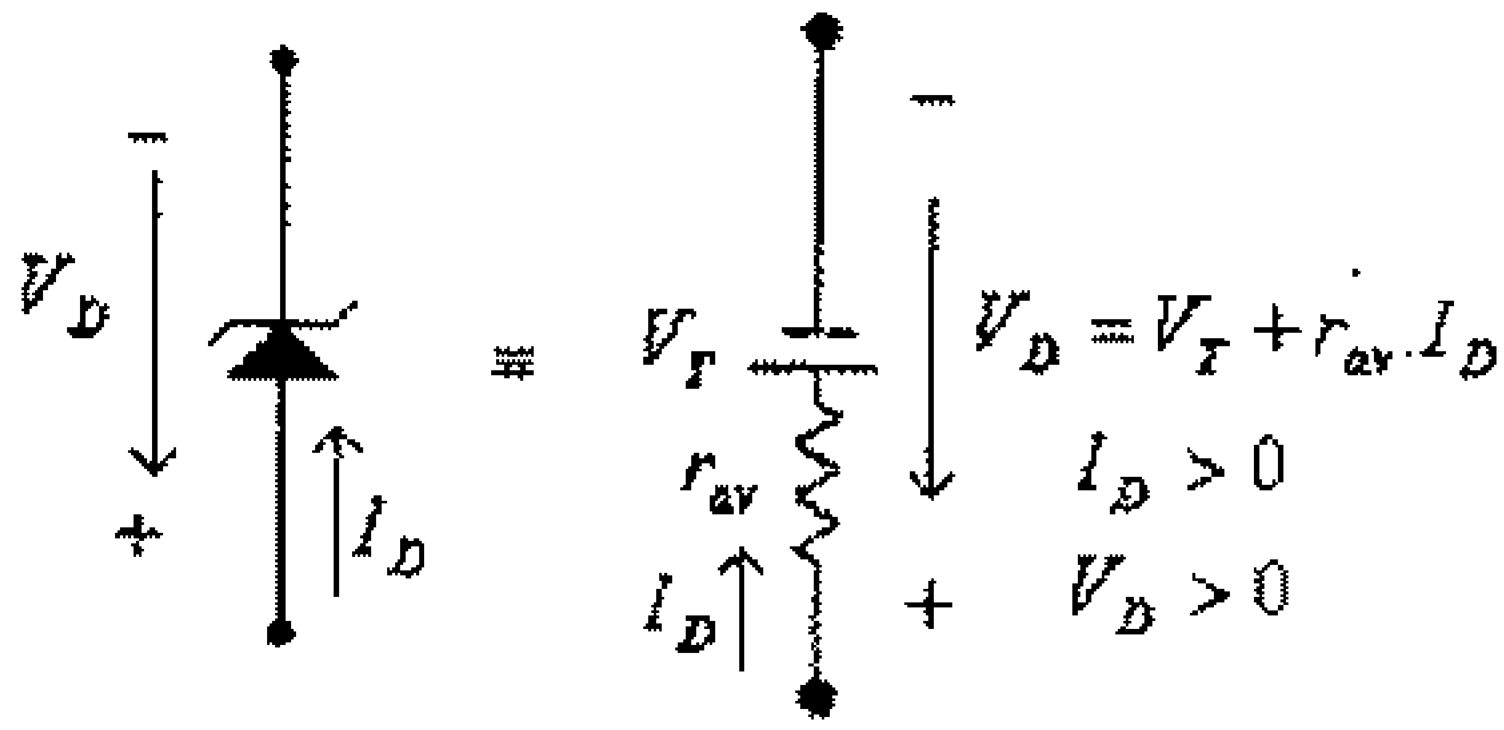
الحل:

يمكن تمثيل هذا الديود بثلاث دوائر مكافئة كما يلي:



شكل (67)

- أذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أكبر أو يساوي $0.6V$ ، فإن الدائرة المكافئة لهذا الديود هي:



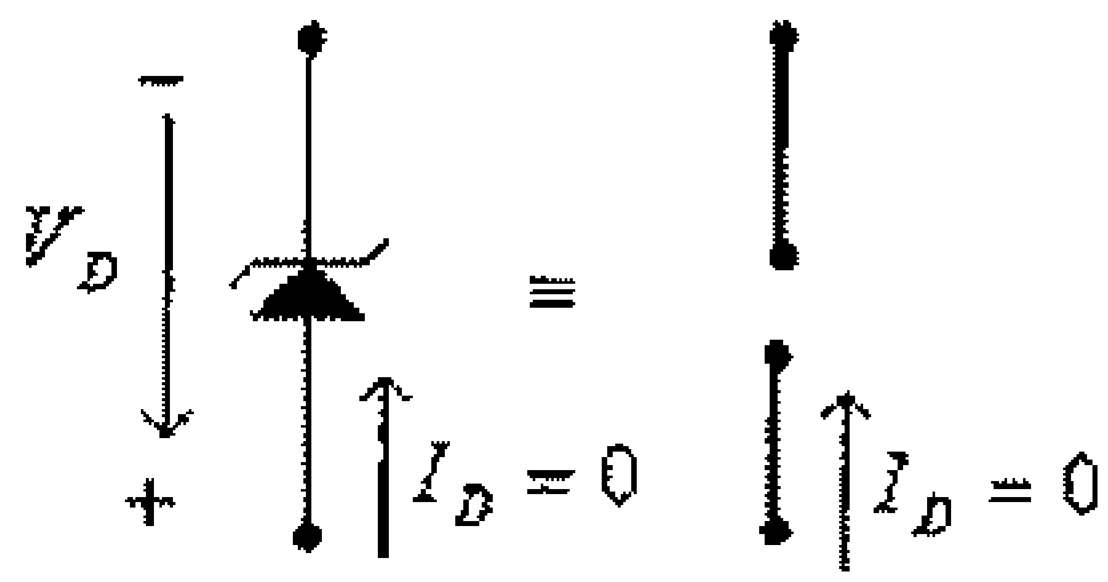
شكل (68)

حيث:

$$V_T = 0.6V$$

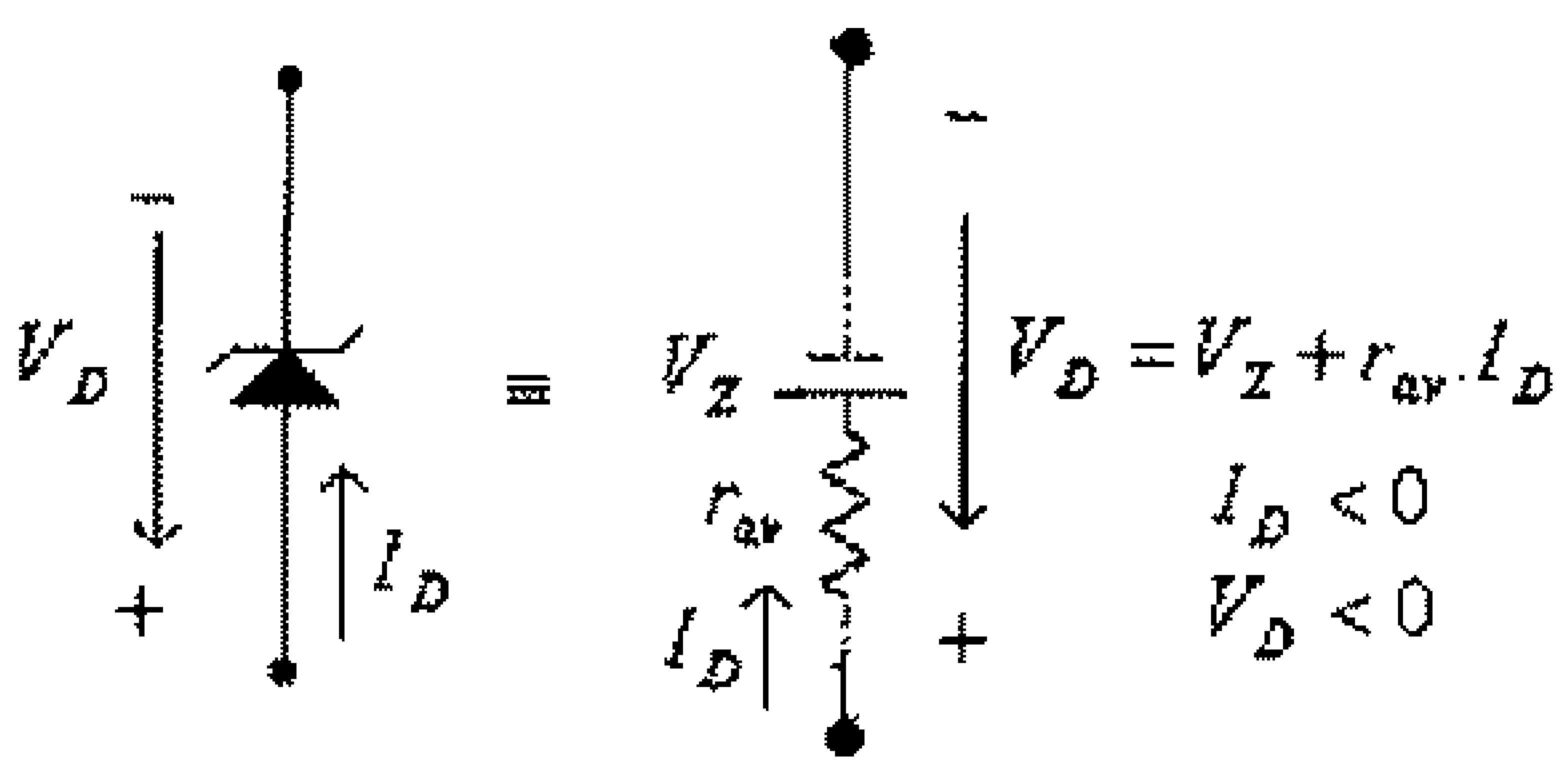
$$r_{av} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{1.1-0.6}{(100-10)x10^{-3}} = 5.56\Omega$$

- إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أقل من $0.6V$ وأكبر أو يساوي $V_Z = -9.5V$، فإن الديود يكون في وضع off ودائرته المكافئة تمثل دارة مفتوحة (open circuit)، كما في الشكل التالي.



شكل (69)

- إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أقل من $V_Z = -9.5V$ فإن الدائرة المكافئة لهذا الديود هي:



شكل (70)

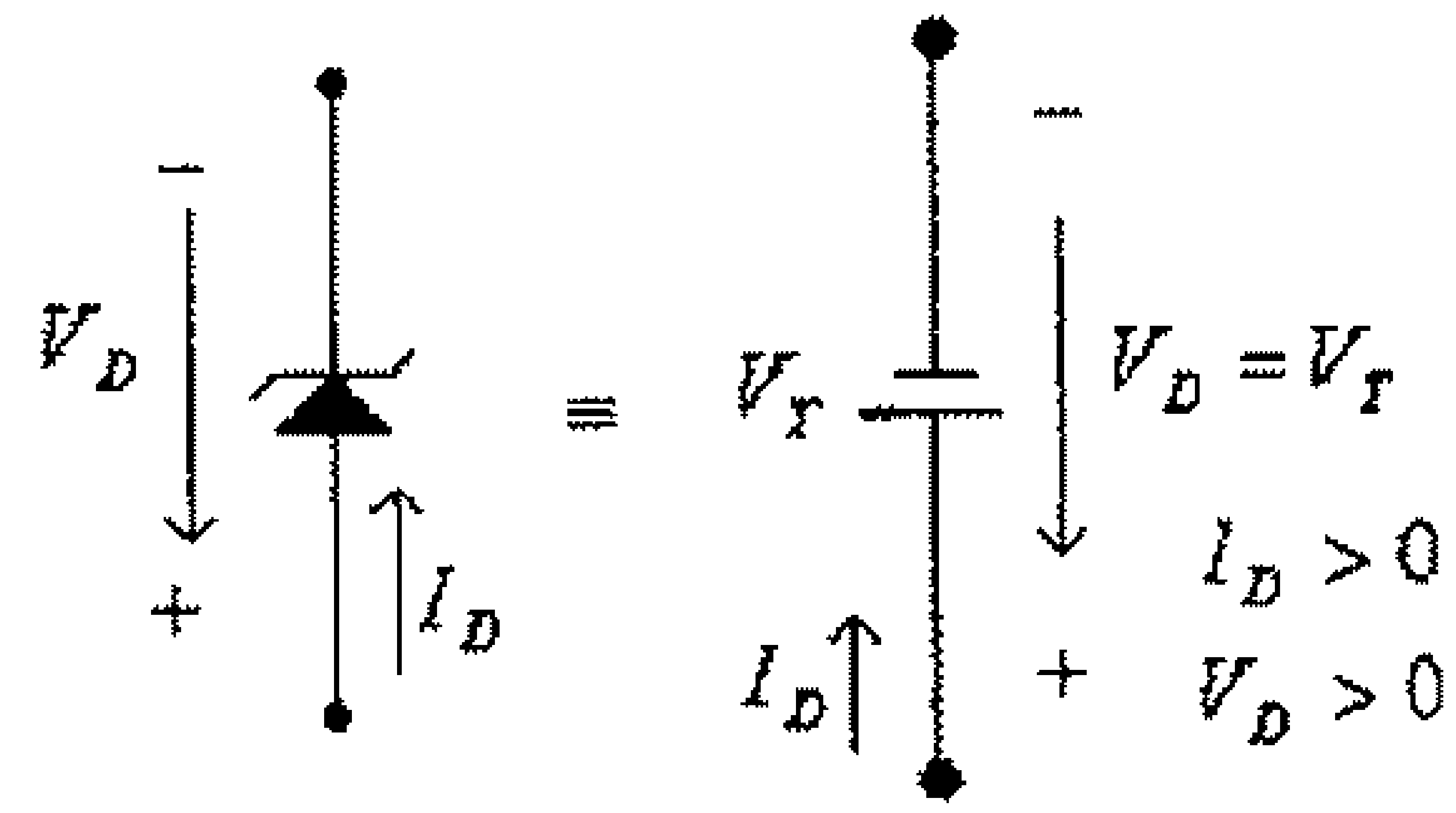
حيث:

$$V_Z = -9.5V$$

$$r_{av} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{-11.5-(-9.5)}{[-100-(-10)]x10^{-3}} = \frac{-2}{-90x10^{-3}} = 22.2\Omega$$

لاحظ أنه، وكما في حالة الديود العادي، فإذا كانت قيم المقومات المستخدمة في الدائرة الموجود فيها الزنر ديود كبيرة نسبياً مقارنة مع قيمة r_{av} فيمكن إفتراض أن قيمة $r_{av} = 0$ ، وبالتالي فإن الدوائر المكافئة للزنر ديود، في المثال السابق، تصبح كمايلي:

- أذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أكبر أو يساوي $0.6V$، فإن الدائرة المكافئة لهذا الديود هي:

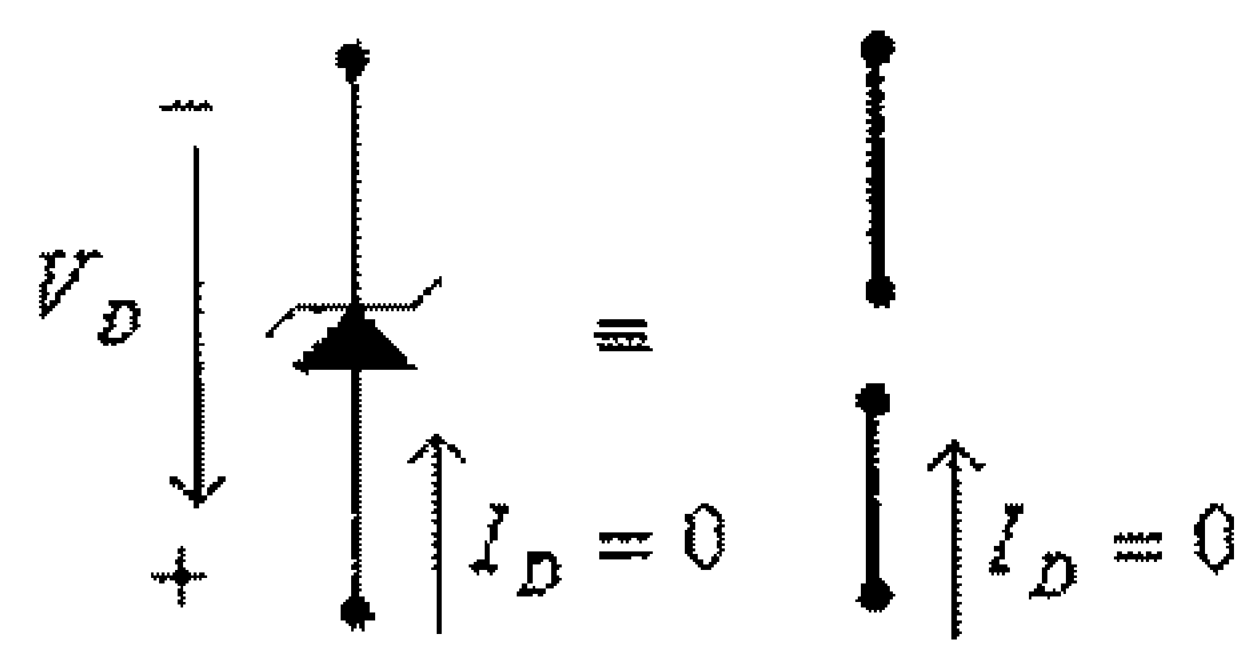


شكل (71)

حيث:

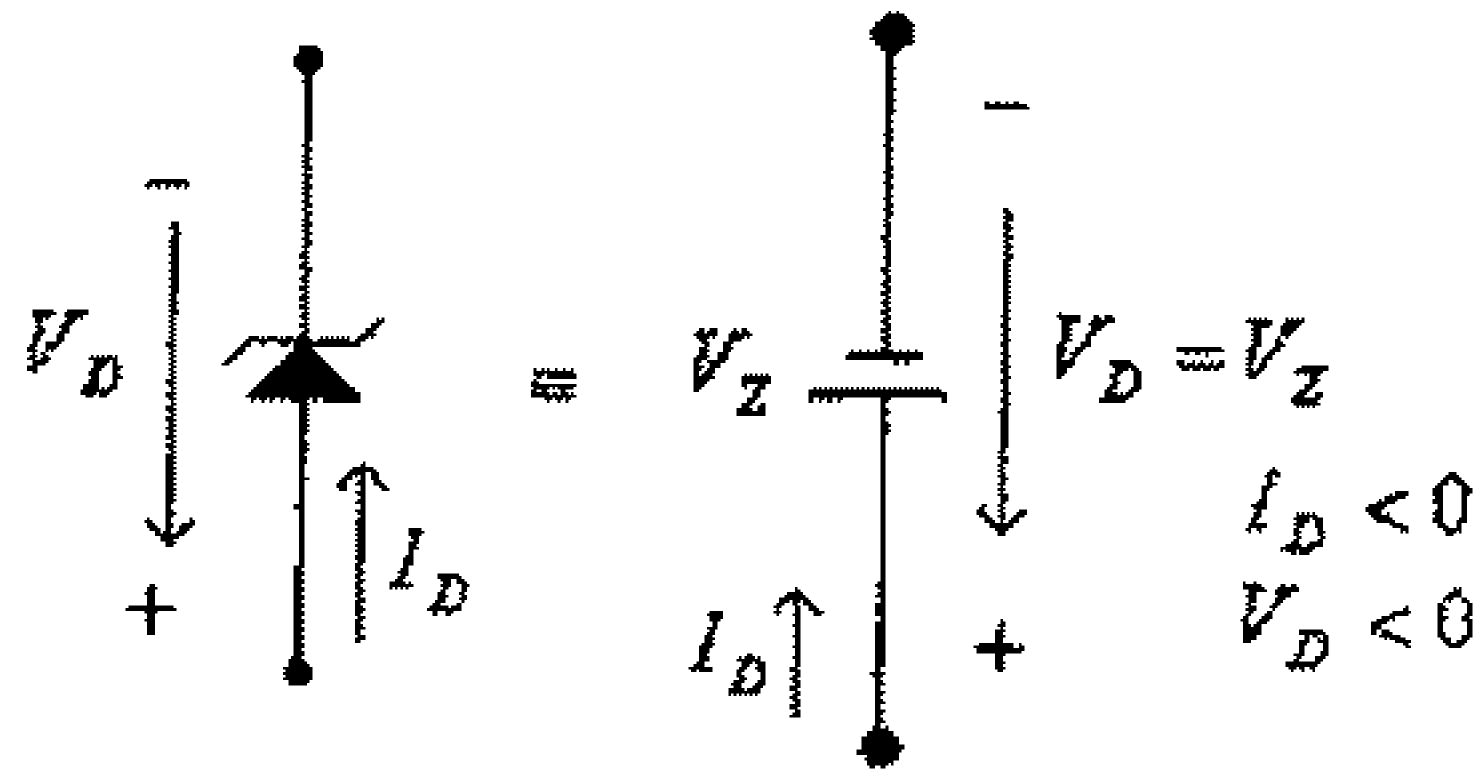
$$V_\gamma = 0.6V$$

- إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أقل من $0.6V$ وأكبر من أو يساوي $V_Z = -9.5V$، فإن الديود يكون في وضع off ودائرته المكافئة تمثل دارة مفتوحة (open circuit)، كما في الشكل التالي.



شكل (72)

- إذا كان فرق الجهد بين طرفي الديود أقل من $V_Z = -9.5V$، فإن الدائرة المكافئة لهذا الديود هي:

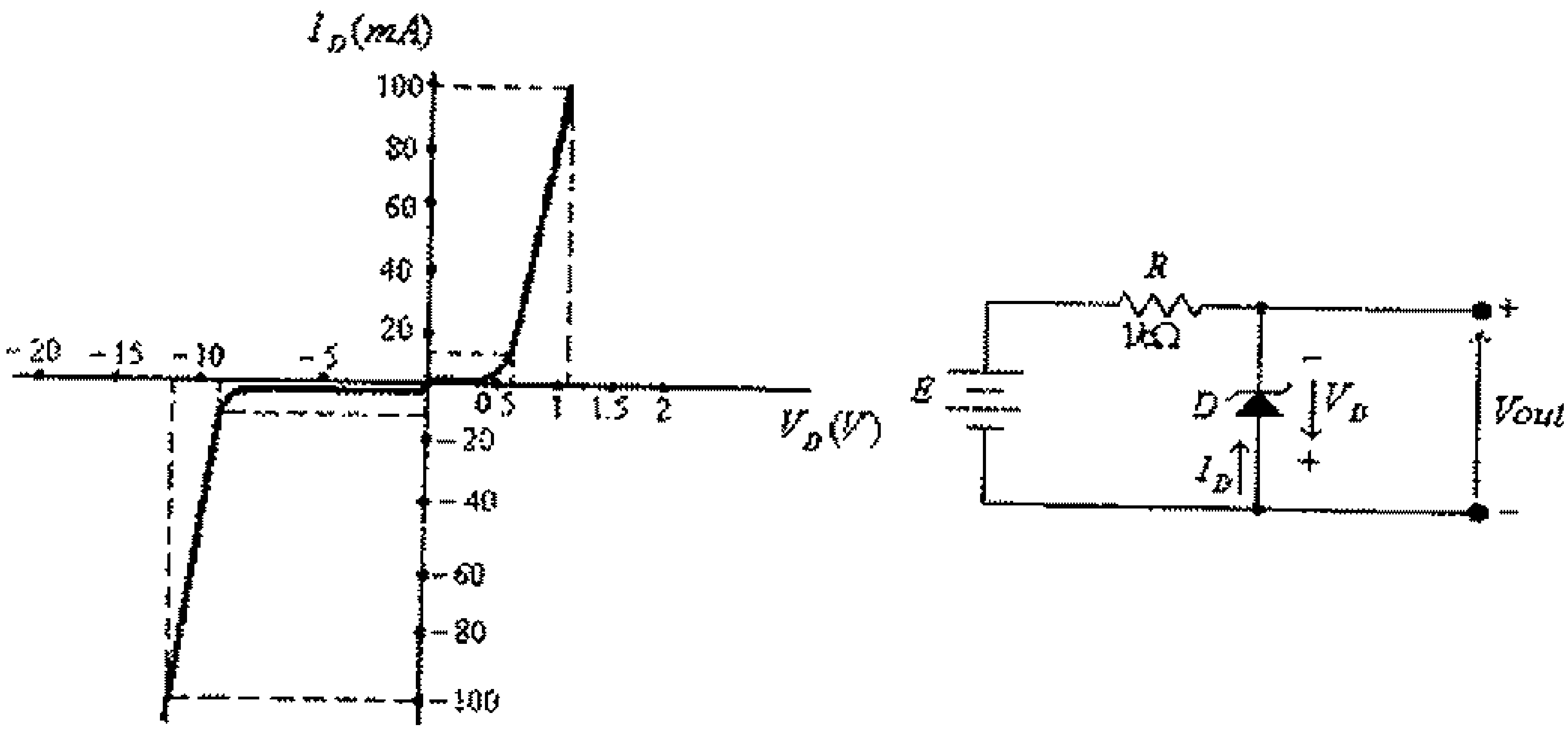


شكل (73)

حيث:

$$V_Z = -9.5V$$

مثال (20): للدائرة التالية ولخاصية الزنر ديود المبينة وبإستخدام الدائرة المكافئة المناسبة، أوجد قيمة فرق الجهد المخرجي $Vout$، عند $E = 15V$ و $E = 20V$ على التوالي.



شكل (74)

الحل:

في حال كون الديود في وضع off فإن:

$$E + V_D = 0$$

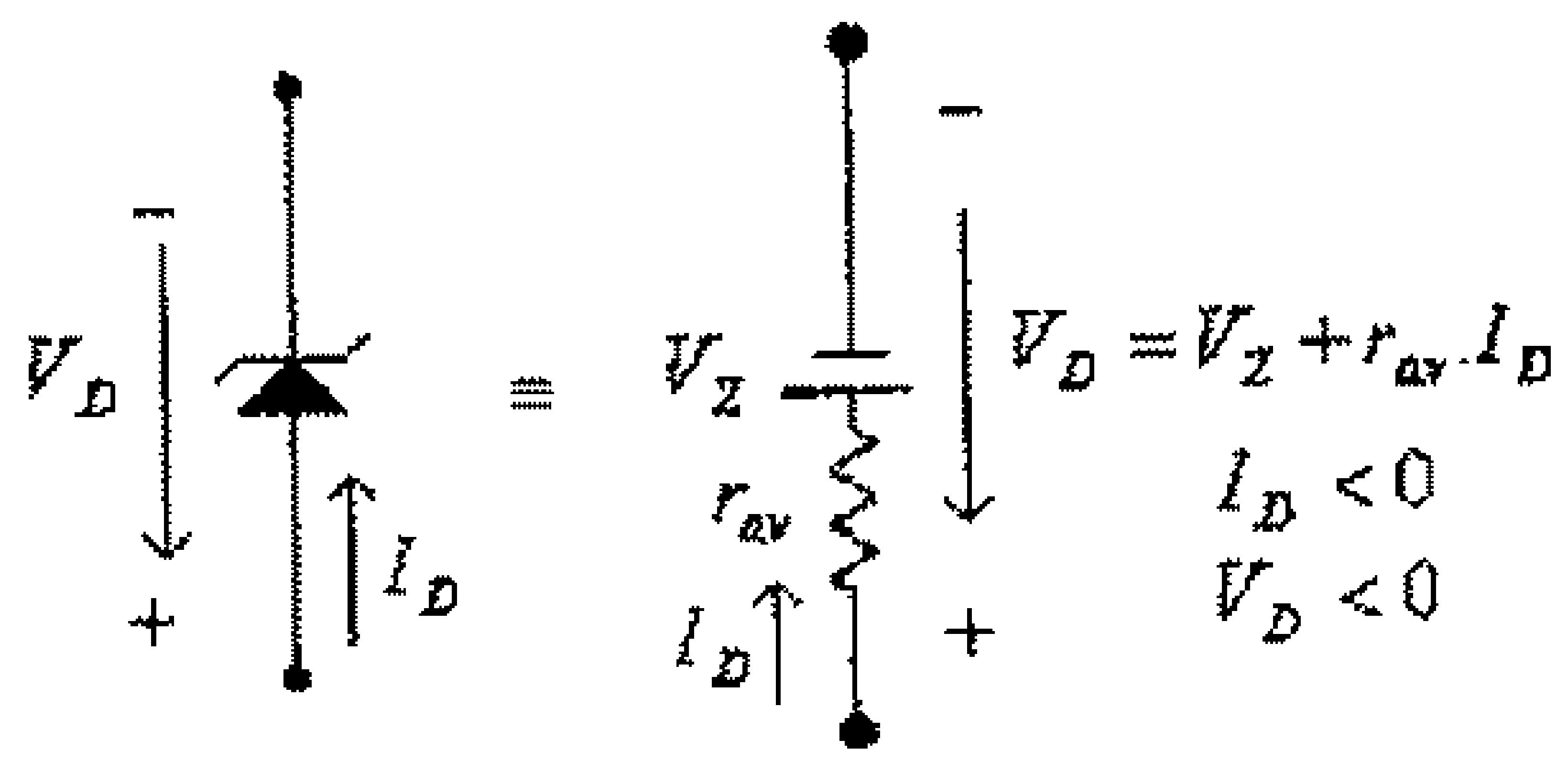
ومنها:

$$V_D = -E$$

وعند $E = 15V$ ، فإن:

$$V_D = -15V$$

وهي أقل من القيمة $V_Z = -9.5V$ ، أي أن الدائرة المكافئة للزنر ديود هي:



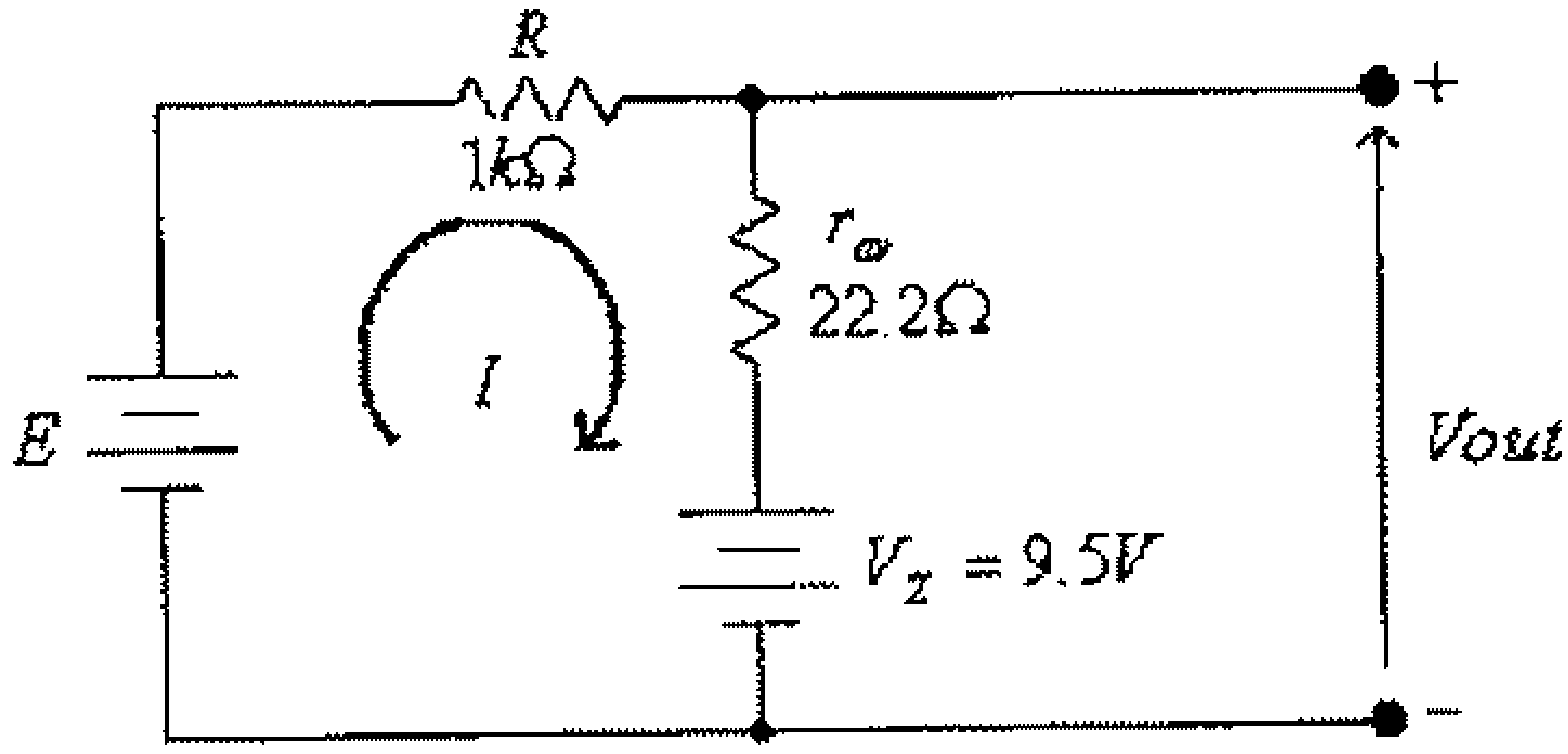
شكل (75)

حيث:

$$V_Z = -9.5V$$

$$r_{av} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{-11.5-(-9.5)}{[-100-(-10)]x10^{-3}} = \frac{-2}{-90x10^{-3}} = 22.2\Omega$$

وتصبح الدائرة ، بعد إستبدال الدائرة المكافئة للزنر ديود، كما يلي:



شكل (76)

(ملاحظة: يمكن حذف الإشارة السالبة لـــ V_Z وعكس طرفي مصدر الجهد الذي يمثلها، كما هو في الشكل أعلاه).

في هذه الدائرة:

$$I = \frac{E - V_Z}{R + r_{av}} = \frac{15-9.5}{1000+22.2} = 0.0054A = 5.4mA$$

و:

$$Vout = V_Z + I.r_{av} = 9.5 + 5.4x10^{-3}(22.2) = 9.62V$$

وعند $E = 20V$ ، فإن:

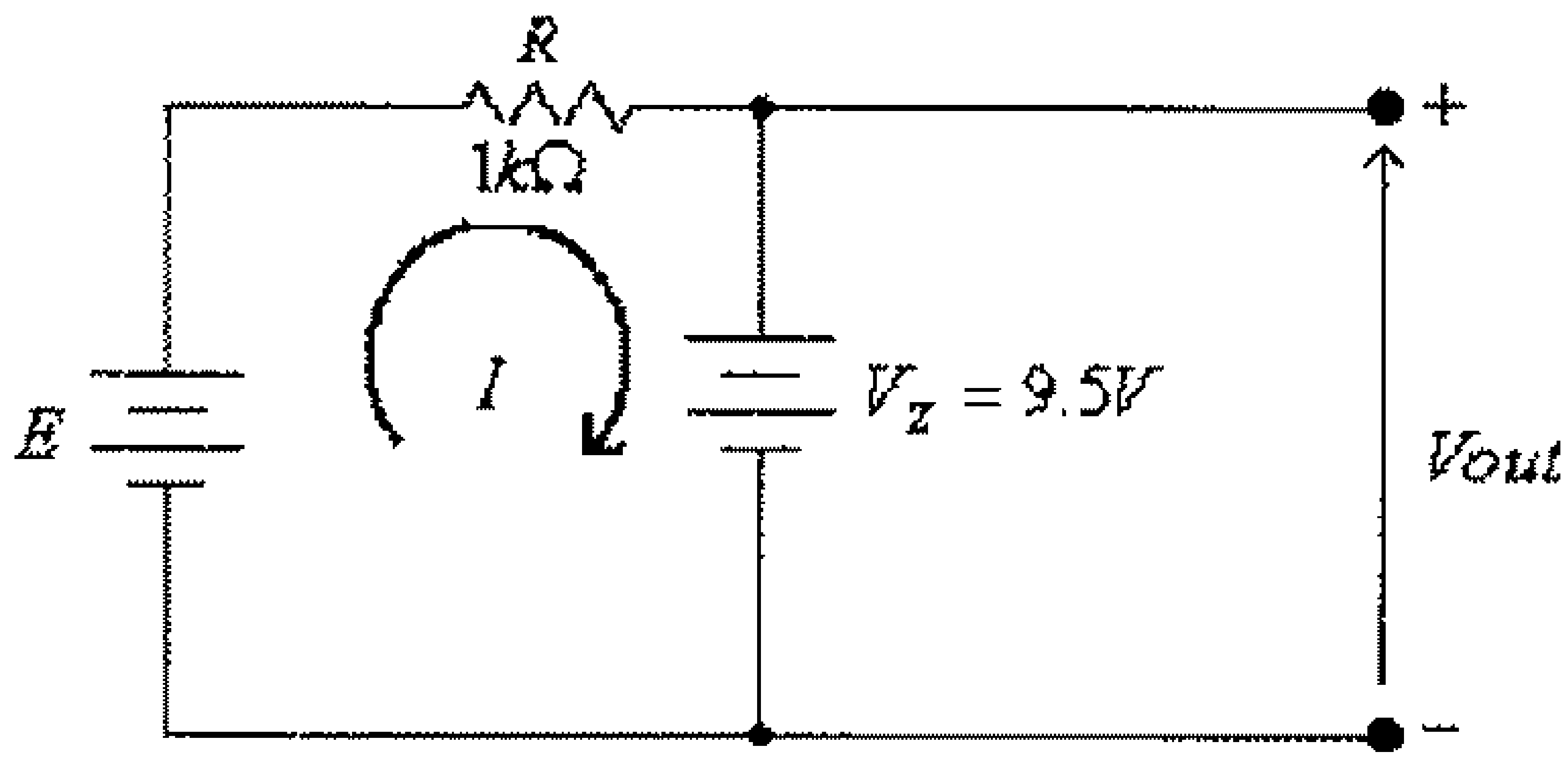
$$I = \frac{E - V_Z}{R + r_{av}} = \frac{20 - 9.5}{1000 + 22.2} = 0.0103A = 10.3mA$$

و:

$$Vout = V_Z + I.r_{av} = 9.5 + 10.3x10^{-3}(22.2) = 9.73V$$

(لاحظ تغير فرق فولطية المخرج بمقدار $0.11V$ فقط بالرغم من تغير فولطية المدخل بمقدار $5V$).

ولكون قيمة المقاومة R في هذه الدائرة أكبر كثيراً من r_{av} ، فيمكن إهمال تأثير المقاومة r_{av} ، لتصبح الدائرة كمايلي:



شكل (77)

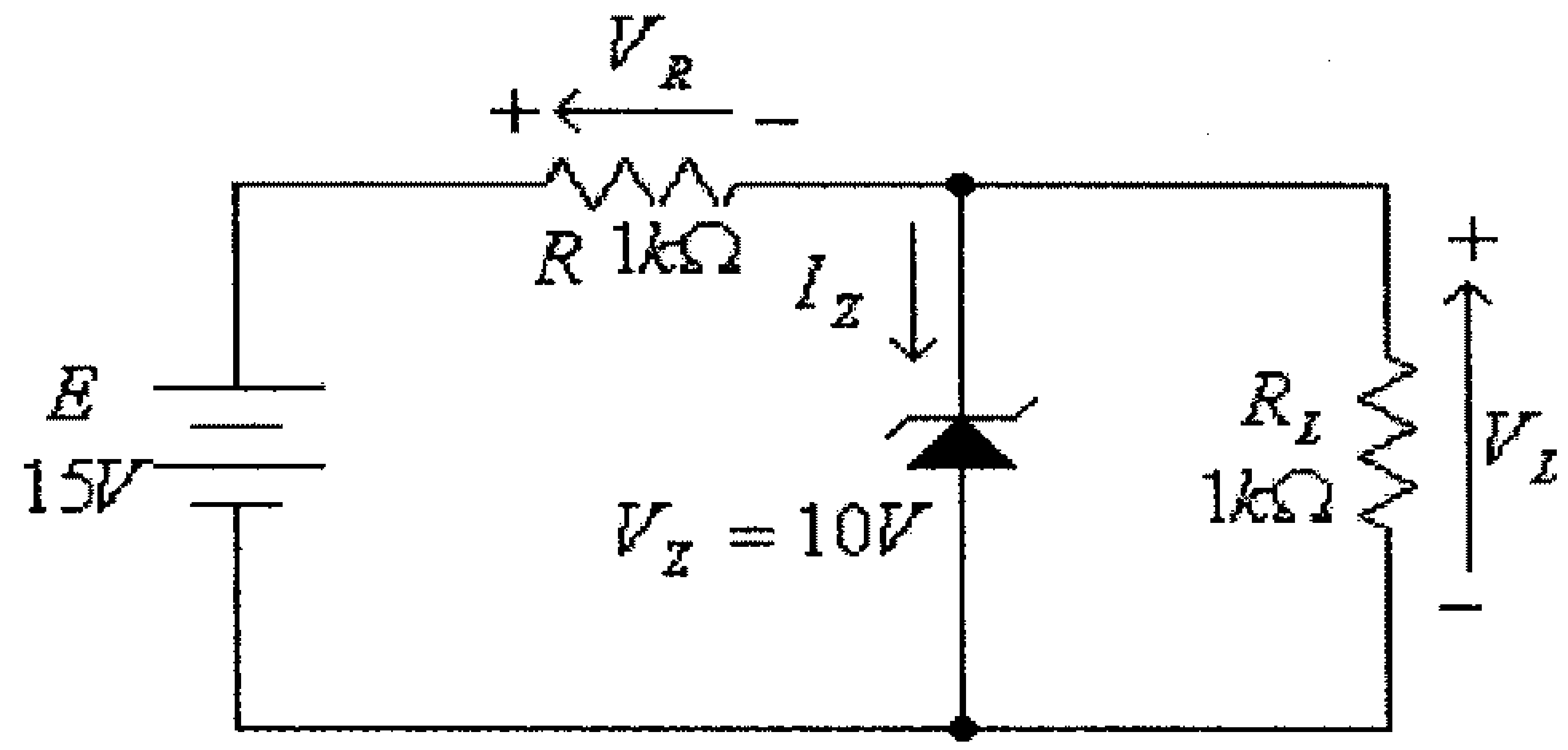
في هذه الحالة، فإن:

$$Vout = V_Z = 9.5V$$

وعادةً، وإذا لم تكن خاصية الزنر ديود معروفة فيمكن إعتبار أن دائرته المكافئة تمثل مصدر جهد ثابت (بطارية) فولطيته تساوي قيمة V_Z للديود.

وتبدأ دراسة الدائرة الالكترونية التي تحوي ثنائي الزنر، وكما في حالة ديودات التقويم العادية، بتحديد وضع الزنر ديود وذلك كما في المثال التالي:

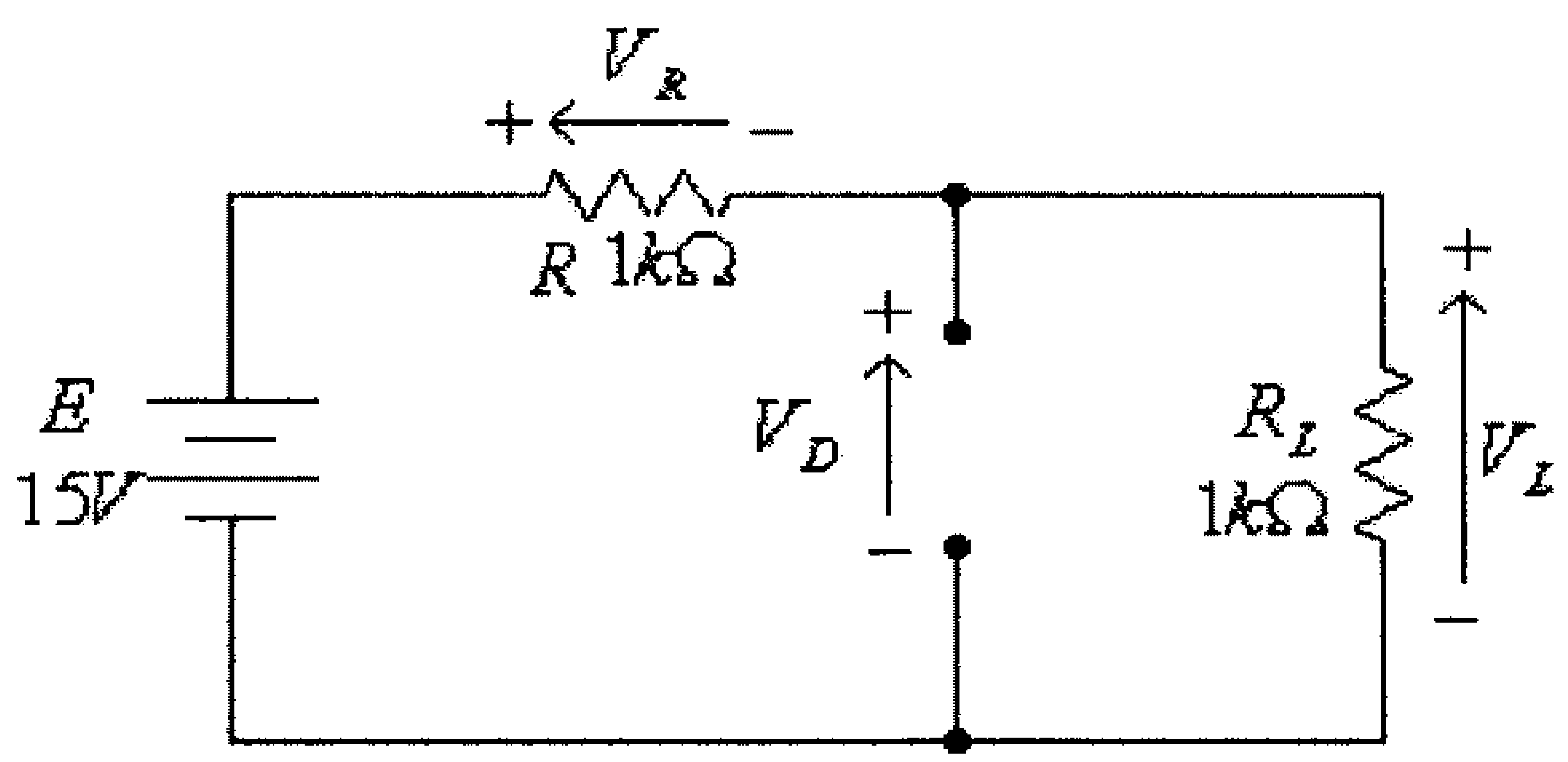
مثال (21): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من V_L، I_Z، P_Z و V_R.



شكل (78)

الحل:

تبدأ دراسة هذه الدائرة بتحديد وضعية الزنر ديود، فعلى إفتراض أن الزنر ديود في وضع off فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (79)

في هذه الدائرة:

$$V_D = \frac{E.R_L}{R+R_L} = \frac{15(1000)}{1000+1000} = 7.5V$$

وهذه القيمة لفرق الجهد بين طرفي الديود أقل من القيمة V_Z، أي أن الزنر ديود في وضع off.

وعليه فإن:

$$V_L = \frac{E.R_L}{R+R_L} = \frac{15(1000)}{1000+1000} = 7.5V$$

$I_Z = 0A$

$P_Z = I_Z.V_Z = 0W$

$V_R = E - V_L = 15 - 7.5 = 7.5V$

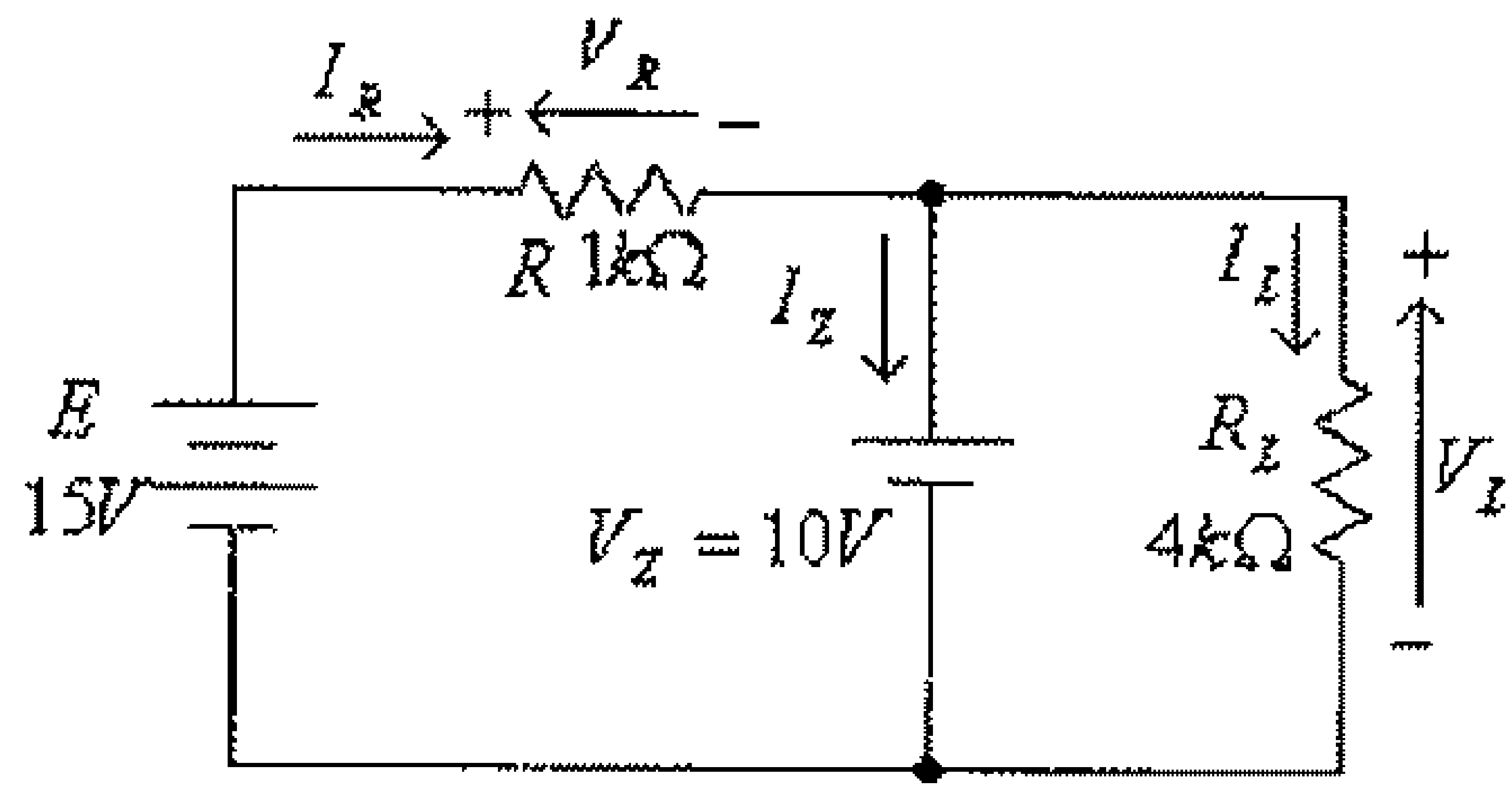
مثال(22): أعد حل المثال السابق بإفتراض أن $R_L = 4k\Omega$.

الحل:

بأفتراض أن الديود في وضع off، فإن:

$$V_D = \frac{E.R_L}{R + R_L} = \frac{15(4000)}{1000 + 4000} = 12V$$

وهذه القيمة أعلى من قيمة V_Z للديود ، وعليه فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل(80)

في هذه الدائرة:

$V_L = V_Z = 10V$

$V_R = E - V_Z = 15 - 10 = 5V$

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{5}{1000} = 0.005A = 5mA$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10}{4000} = 0.0025A = 2.5mA$$

$I_Z = I_R - I_L = 5 - 2.5 = 2.5mA$

$P_Z = V_Z.I_Z = 10(0.0025) = 0.025W = 25mW$

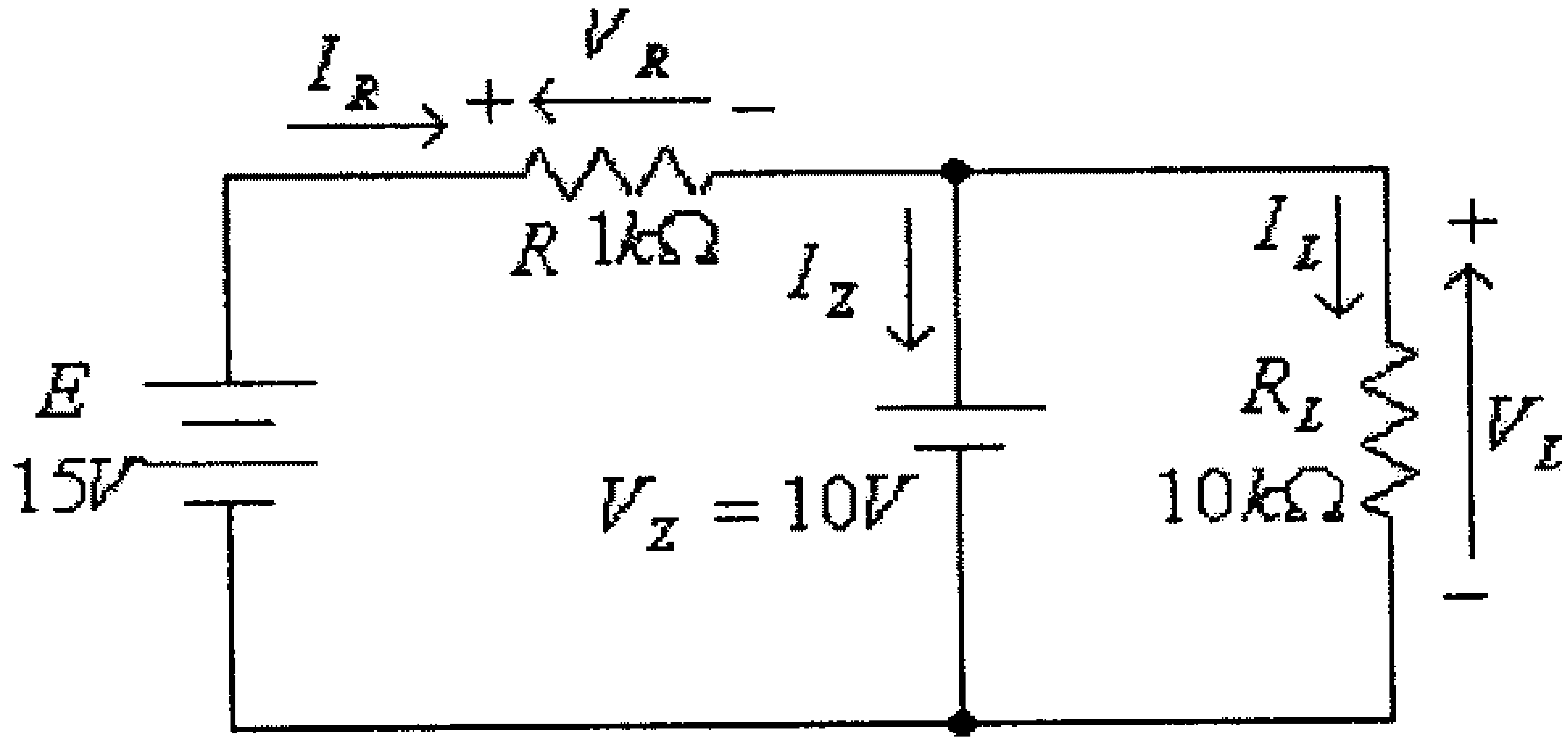
مثال(23): أعد حل المثال السابق بإفتراض أن $R_L = 10k\Omega$.

الحل:

بأفتراض أن الديود في وضع off، فإن:

$$V_D = \frac{E.R_L}{R + R_L} = \frac{15(10000)}{1000 + 10000} = 13.64V$$

وهذه القيمة أعلى من قيمة V_Z للديود ، وعليه فإن الدائرة المكافئة هي:



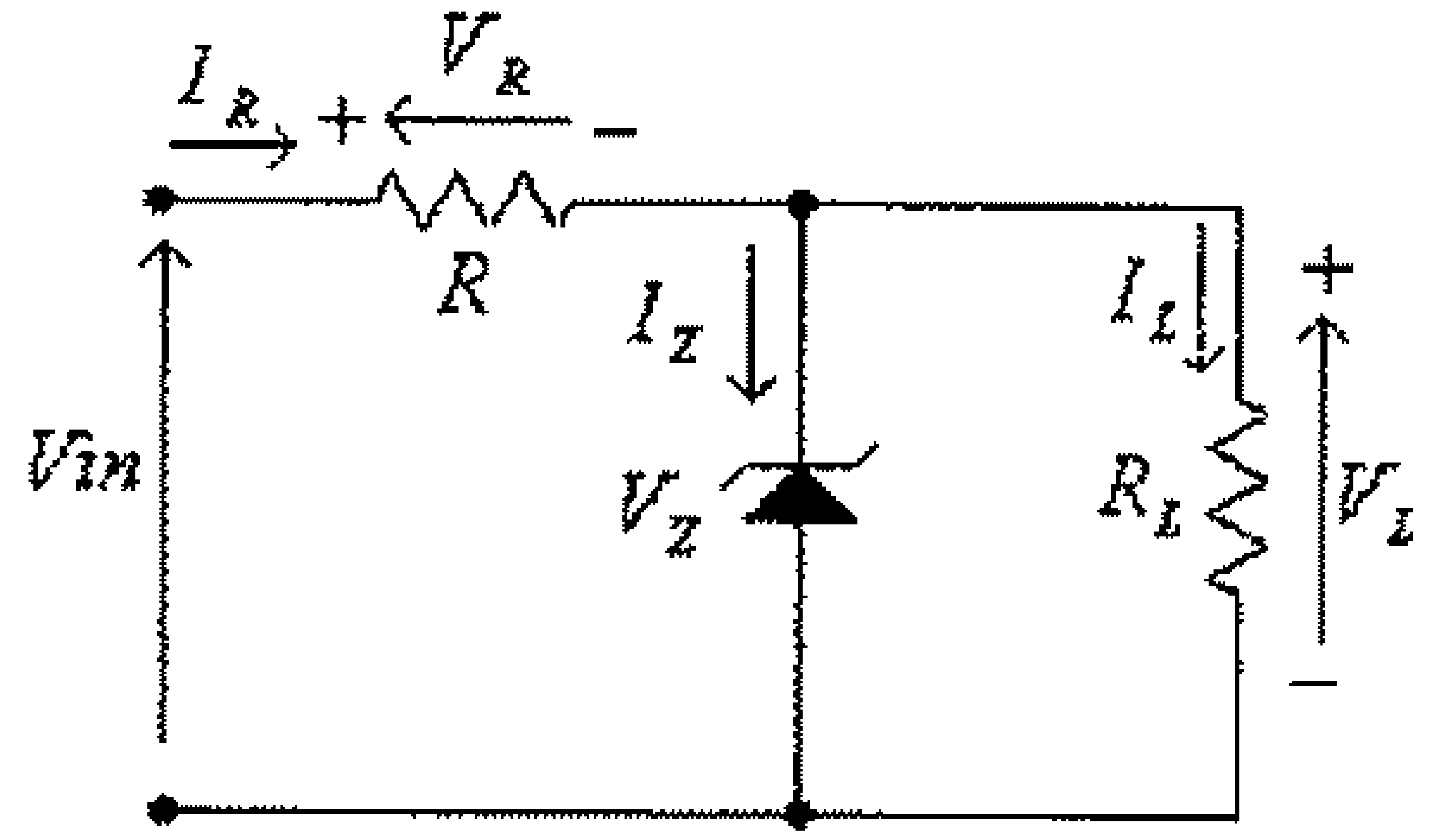
شكل(81)

في هذه الدائرة:

$$V_L = V_Z = 10V$$
$$V_R = E - V_Z = 15 - 10 = 5V$$
$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{5}{1000} = 0.005A = 5mA$$
$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{10}{10000} = 0.001A = 1mA$$
$$I_Z = I_R - I_L = 5 - 1 = 4mA$$
$$P_Z = V_Z.I_Z = 10(0.004) = 0.04W = 40mW$$

من الأمثلة الثلاثة السابقة يستنتج أن قيمة صغيرة لمقاومة الحمل تجعل فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود أقل من V_Z ولهذا لايعمل الزنر ديود على تنظيم فولطية المخرج للدائرة، وأن قيماً كبيرة لمقاومة الحمل تجعل التيار المار في الزنر ديود كبيراً. من هذين الشرطين يمكن تحديد الحدود المسموح خلالها أن تتغير مقاومة الحمل بحيث يبقى فرق الجهد بين طرفي الحمل ثابتاً ويساوي V_Z ولا يزيد التيار المار في الزنر ديود عن القيمة القصوى المسموح بها $I_{Z\max}$.

ففي الدائرة التالية، وعلى أفتراض أن الزنر ديود في وضع off فإن فرق الجهد بين طرفيه هو:



شكل (82)

$$V_D = V_L = \frac{Vin.R_L}{R + R_L}$$

وحتى يقوم الزنر ديود بتثبيت فرق الجهد بين طرفي الحمل فإن هذه القيمة يجب أن تكون أعلى من القيمة V_Z للزنر ديود ، إي أن القيمة الصغرى لمقاومة الحمل هي تلك التي عندها:

$$V_D = V_Z$$

أي أن:

$$V_Z = \frac{Vin.R_{L\min}}{R + R_{L\min}}$$

ومنها:

$$R_{L\min} = \frac{V_Z.R}{V_{in} - V_Z}$$

ومن الدائرة السابقة أيضاً، فإن:

$$I_Z = I_R - I_L$$

أي أن:

$$I_{Z\max} = I_R - I_{L\min}$$

ولكن:

$$I_{L\min} = \frac{V_Z}{R_{L\max}}$$

وبالتالي فإن:

$$I_{Z\max} = I_R - \frac{V_Z}{R_{L\max}}$$

ولكن:

$$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{Vin - V_Z}{R}$$

أي أن:

$$I_{Z\max} = \frac{Vin - V_Z}{R} - \frac{V_Z}{R_{L\max}}$$

ومنها:

$$\frac{V_Z}{R_{L\max}} = \frac{Vin - V_Z}{R} - I_{Z\max}$$

وبالتالي فإن:

$$R_{L\max} = \frac{R.V_Z}{Vin - V_Z - R.I_{Z\max}}$$

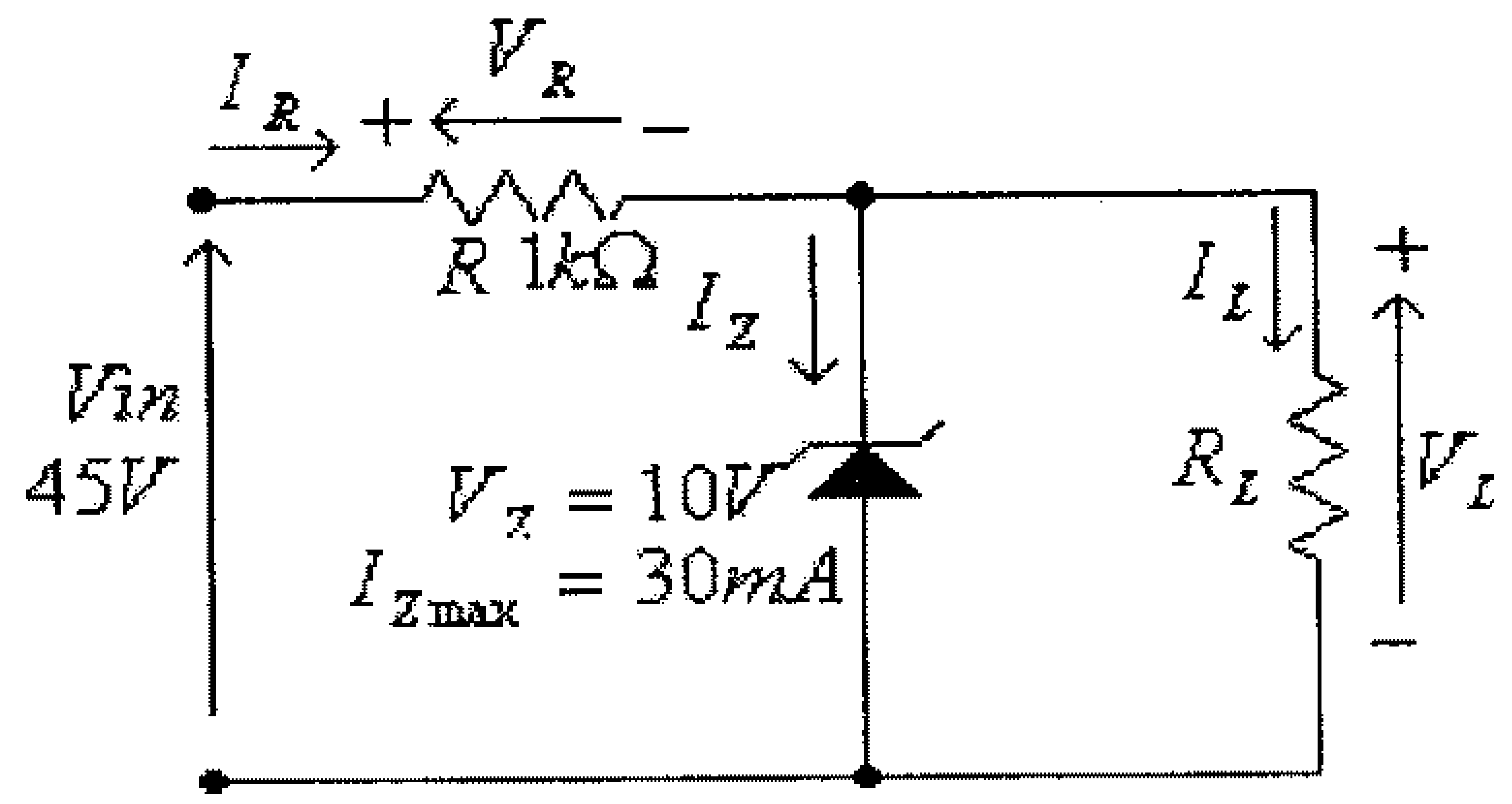
مما سبق يستنتج أن مقاومة الحمل التي عندها تكون الفولطية المخرجية ثابتة وتساوي V_Z، ولا يزيد التيار المار في الزنر ديود عن القيمة القصوى المسموح بها $I_{Z\max}$ هي:

$$R_{L\min} < R_L < R_{L\max}$$

أو:

$$\frac{V_Z.R}{V_{in} - V_Z} < R_L < \frac{R.V_Z}{Vin - V_Z - R.I_{Z\max}}$$

مثال(24): للدائرة التالية أوجد القيمة الصغرى والقيمة الكبرى لمقاومة الحمل الذي يمكن تغذيته بفولطية ثابتة قيمتها $10V$.



شكل (83)

الحل:

القيمة الصغرى لمقاومة الحمل هي تلك التي يكون عندها فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود (بعد فصله) تساوي القيمة V_Z، أي أن:

$$R_{L\min} = \frac{V_Z .R}{V_{in} - V_Z} = \frac{10(1000)}{45-10} = 286\Omega$$

القيمة الكبرى لمقاومة الحمل هي تلك التي يكون عندها التيار المار في الزنر ديود يساوي $I_{Z\max}$، أي أن:

$$R_{L\max} = \frac{R.V_Z}{Vin - V_Z - R.I_{Z\max}} = \frac{1000(10)}{45-10-1000(0.03)} = 2000\Omega = 2k\Omega$$

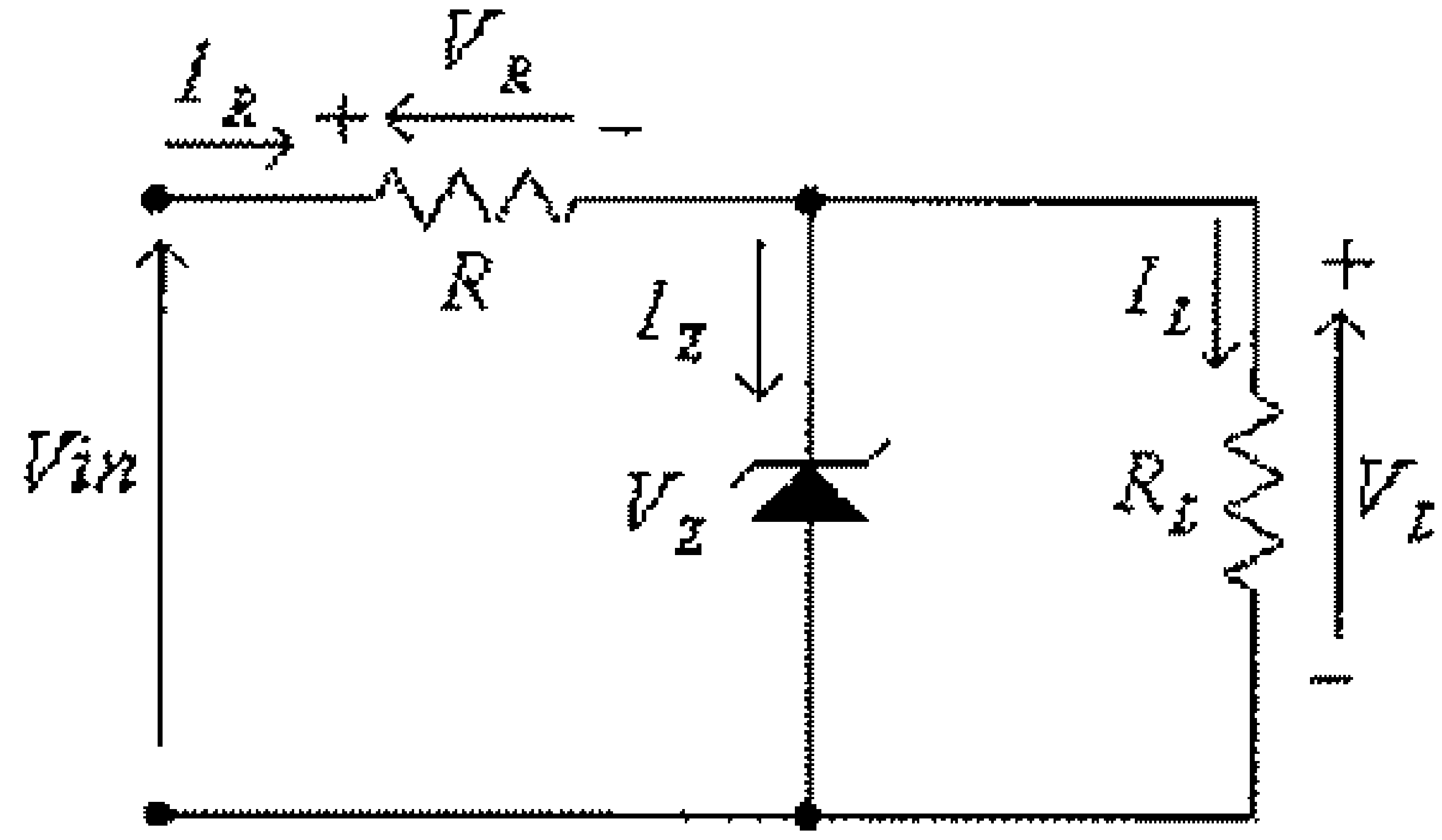
ملاحظة:

في هذه الدائرة فإن فصل الحمل سيسبب تياراً في الزنر ديود مقداره:

$$I_Z = \frac{Vin - V_Z}{R} = \frac{45-10}{1000} = 0.035A = 35mA$$

وهذا التيار أعلى من القيمة المسموح بها للزنر ديود مما يؤدي الى تعطله.

وبالرجوع الى الدائرة المبينة في الشكل (84) التالي، يمكننا إيجاد حدود تغير الفولطية المدخلية المسموح بها، وعند قيمة ثابتة لمقاومة الحمل.



شكل (84)

فالقيمة الصغرى لفرق الجهد المدخلي هي تلك التي يكون عندها فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود (بعد فصله) تساوي القيمة V_Z، فمن كون أن:

$$V_0 = \frac{Vin_{(\min)} .R_L}{R + R_L} = V_Z$$

نجد أن:

$$Vin_{(\min)} = \frac{(R + R_L).V_Z}{R_L}$$

والقيمة الكبرى لفرق الجهد المدخلي هي تلك التي يكون عندها التيار في الزنر ديود يساوي $I_{Z\max}$.

فمن كون أن:

$$I_{R\max} = I_{Z\max} + I_L$$

وأن:

$$Vin_{(\max)} = V_Z + R.I_{R\max}$$

فإن:

$$Vin_{(\max)} = V_Z + R.(I_{Z\max} + I_L)$$

ولكن:

$$I_L = \frac{V_Z}{R_L}$$

أي أن:

$$Vin_{(\max)} = V_Z + R.(I_{Z\max} + \frac{V_Z}{R_L})$$

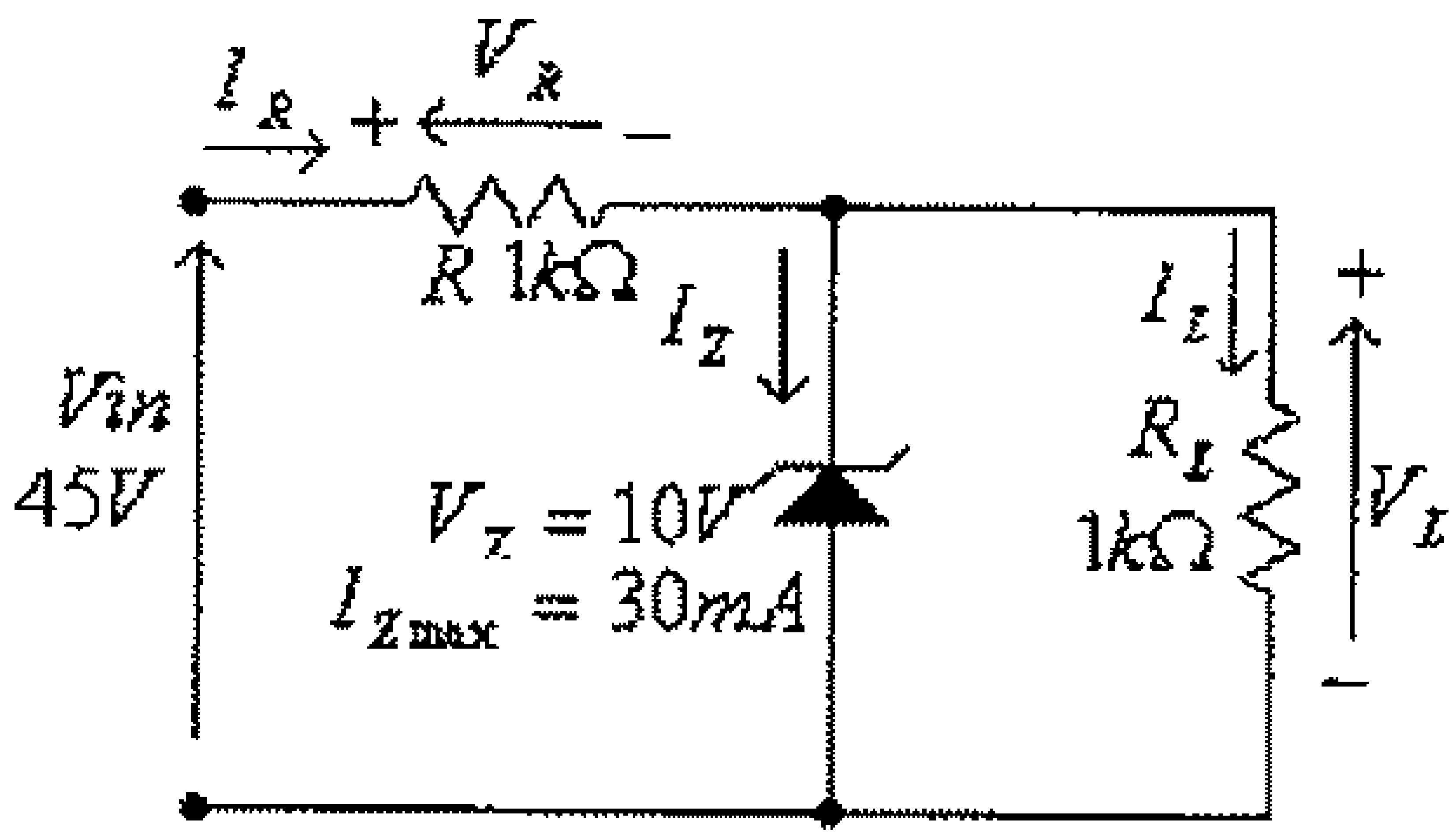
مما سبق يستنتج أن الفولطية المدخلية التي عندها تكون الفولطية المخرجية ثابتة وتساوي V_Z ، ولا يزيد التيار المار في الزنر ديود عن القيمة القصوى المسموح بها $I_{Z\max}$ هي:

$$Vin_{(\min)} < Vin < Vin_{(\max)}$$

أو:

$$\frac{(R + R_L).V_Z}{R_L} < Vin < V_Z + R.(I_{Z\max} + \frac{V_Z}{R_L})$$

مثال(25): للدائرة التالية أوجد حدود تغير الفولطية المدخلية المسموح بها لعمل منظم الجهد هذا.



شكل (85)

الحل:

القيمة الصغرى للفولطية المدخلية هي تلك التي يكون عندها فرق الجهد بين طرفي الزنر ديود (بعد فصله) تساوي القيمة V_Z، أي أن:

$$Vin_{(\min)} = \frac{(R+R_L).V_Z}{R_L} = \frac{(1000+1000).(10)}{1000} = 20V$$

القيمة الكبرى لفرق الجهد المدخلي هي تلك التي يكون عندها التيار المار في الزنر ديود يساوي $I_{Z\max}$، أي أن:

$$Vin_{(\max)} = V_Z + R.(I_{Z\max} + \frac{V_Z}{R_L}) = 10 + 1000(30x10^{-3} + \frac{10}{1000}) = 50V$$

2.7 دوائر التحديد (Limiter Circuits)

وتسمى هذه الدوائر أيضاً دوائر القطع (clipper circuits)، وتستخدم لتحديد قيمة فرق الجهد الكهربائي بحيث لا تتعدى قيمة (أو قيماً) قصوى معينة.

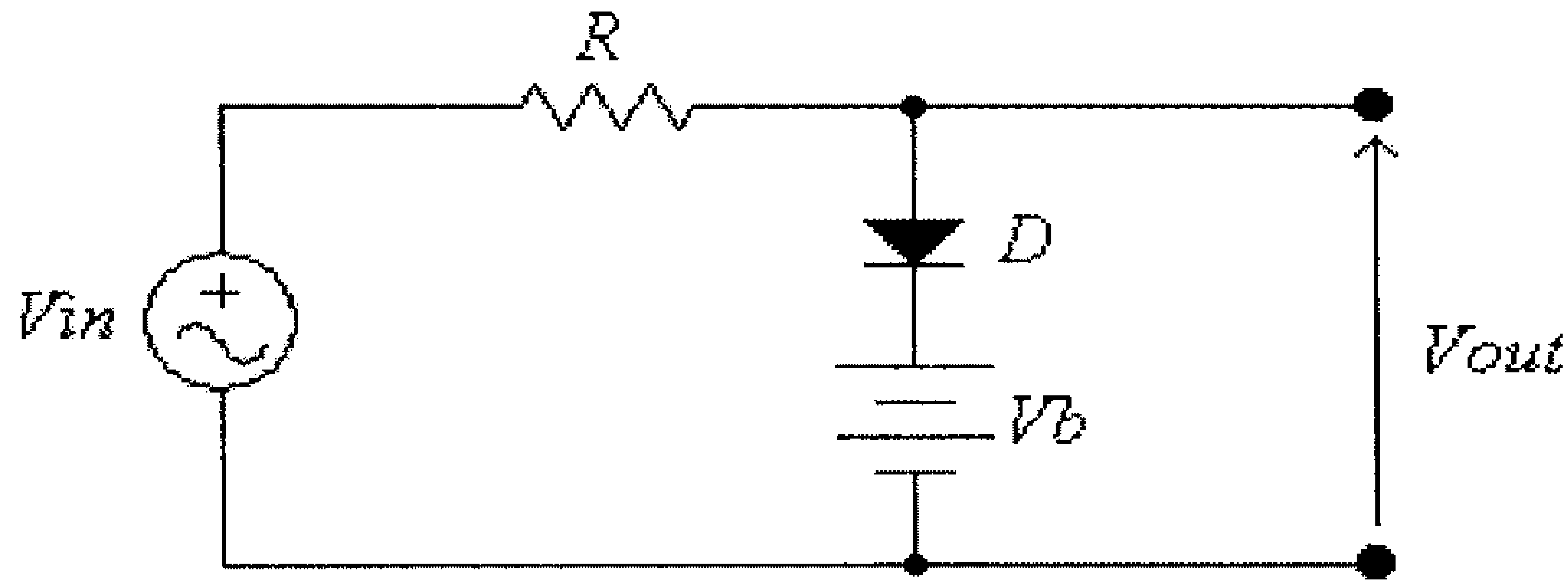
وحسب طريقة توصيل فرع الدائرة، الموجود به الديود، مع الحمل فيمكن تصنيف دوائر التحديد الى نوعين رئيسيين هما:

- دوائر تحديد التوازي (parallel clippers)
- دوائر تحديد التوالي (series clippers)

دوائر تحديد التوازي (Parallel limiters)

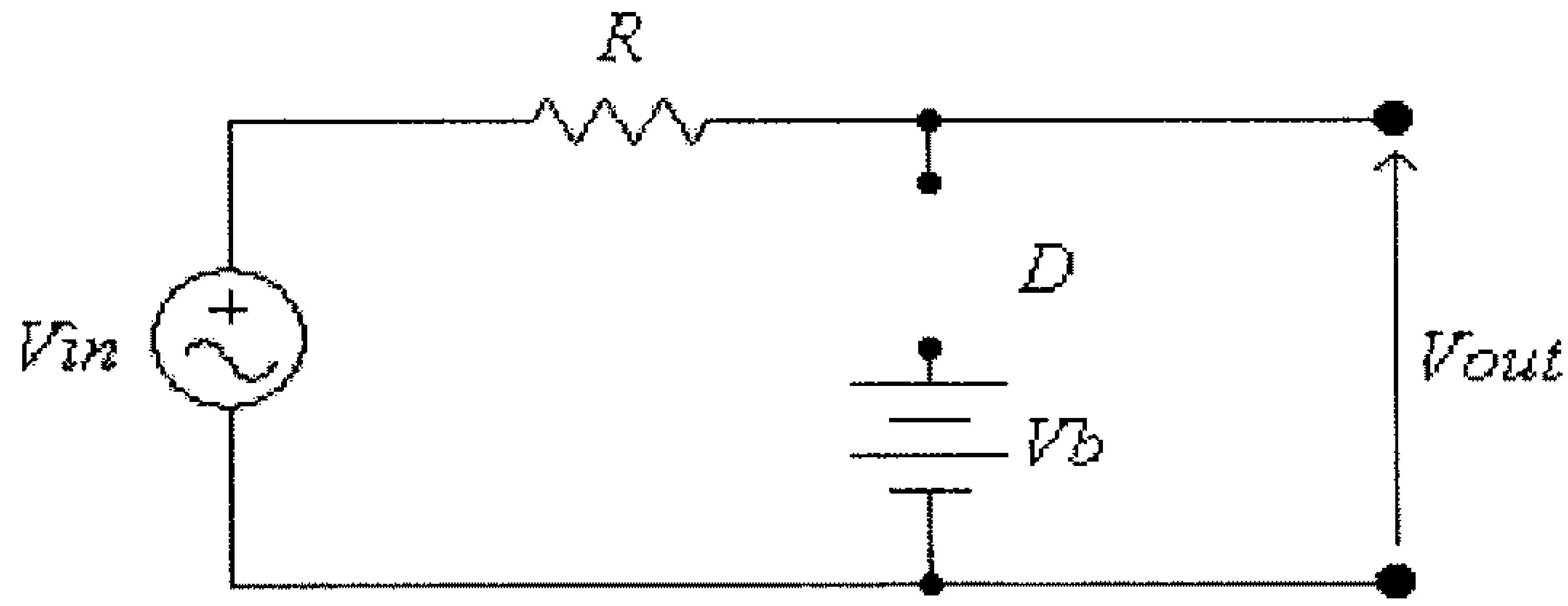
في هذه الدوائر فإن الفرع الذي يحوي الديود يكون موصولاً على التوازي مع الحمل.

الدائرة التالية تمثل دائرة تحديد بسيطة تستخدم لتحديد القيمة العظمى لفولطية المخرج ومنعه من تجاوز قيمة عظمى معينة (القيمة Vb) .



شكل (86)

وتبدأ دراسة كيفية عمل مثل هذه الدائرة بتحديد العلاقة بين القيمة اللحظية للفولطية المدخلية (Vin) ووضعية الديود. فعلى إفتراض أن الديود D مثالياً (ideal diode)، فعندما تكون القيمة اللحظية للفولطية المدخلية Vin أقل أو تساوي فولطية البطارية Vb فإن هذا الديود يكون في وضع off وتصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما يلي:

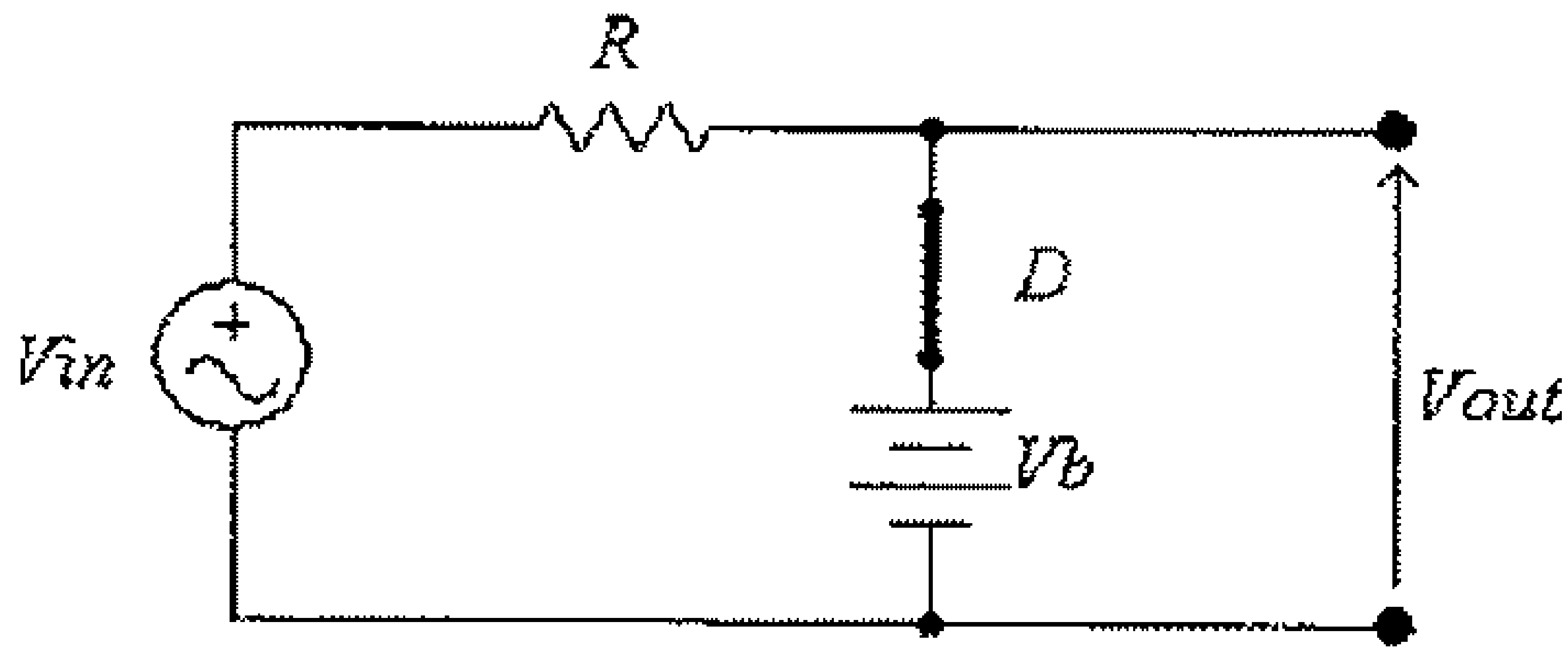


شكل (87)

في هذه الحالة، فإن:

$$Vout = Vin$$

وعندما تصبح القيمة اللحظية للفولطية المدخلية Vin أعلى من فولطية البطارية Vb يصبح الديود D في وضع on وتصبح الدائرة المكافئة كما يلي:



شكل (88)

في هذه الحالة، فإن:

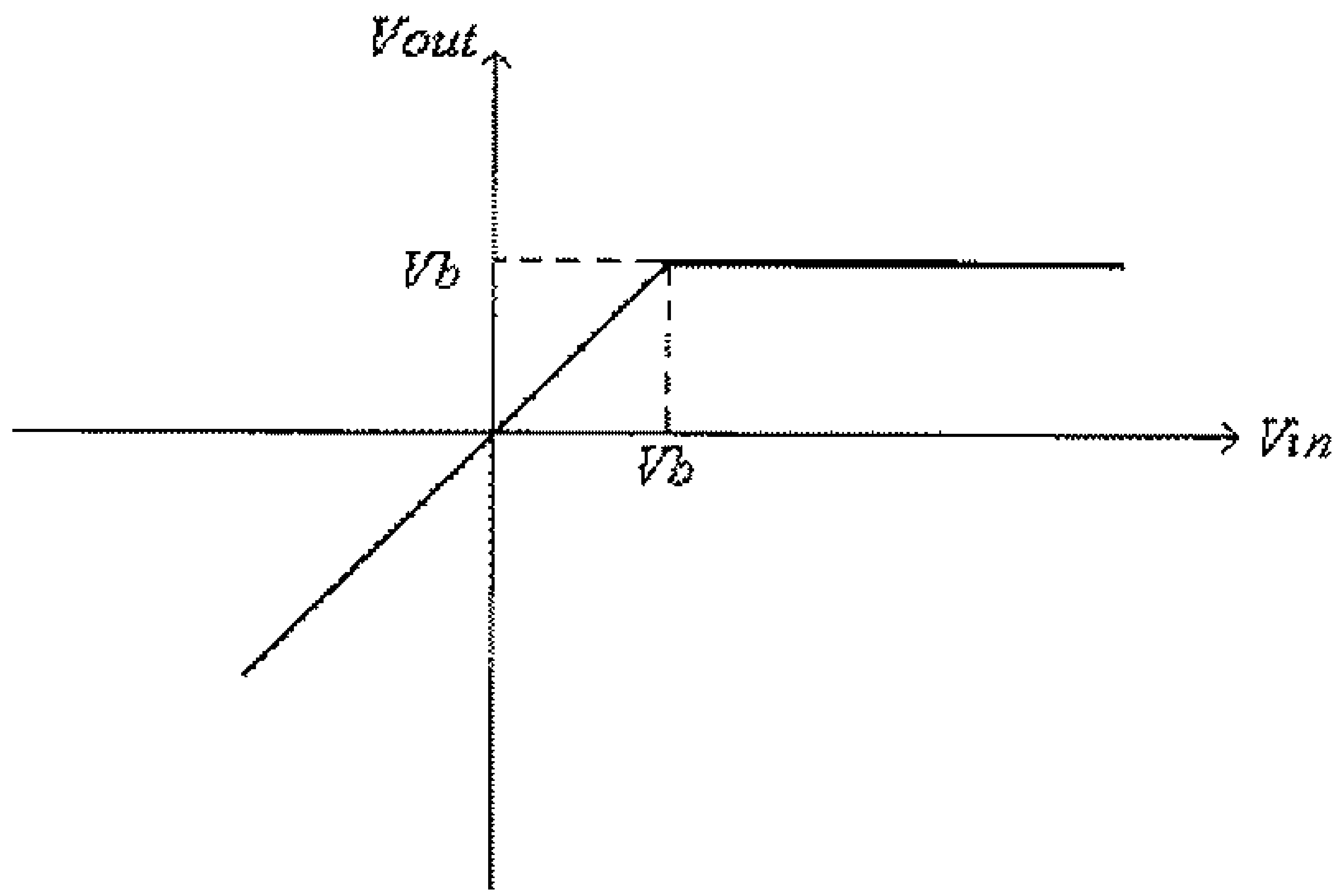
$$Vout = Vb$$

مما سبق يمكن الإستنتاج أن قيمة الفولطية المخرجية $Vout$ لا يمكن أن تتعدى قيمة فولطية البطارية Vb.

ويمكن التعبير عن ما سبق رياضياً كما يلي:

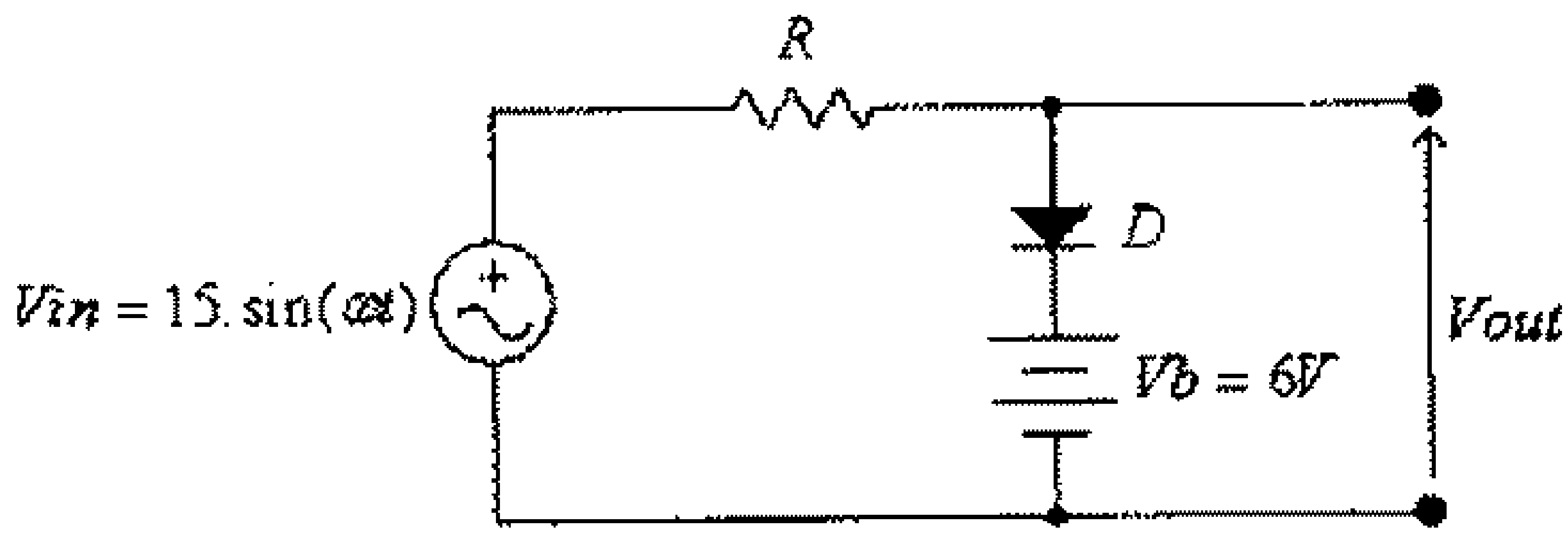
$$Vout = \begin{cases} Vb & for \quad Vin > Vb \\ Vin & for \quad Vin \le Vb \end{cases}$$

وتسمى هذه الصيغة الرياضية، والتي تحدد العلاقة بين فولطية المدخل وفولطية المخرج للدائرة، بدالة التحويل (transfer function)، وهذه الدالة، للدائرةالسابقة ، مبينة في الشكل التالي:



شكل (89)

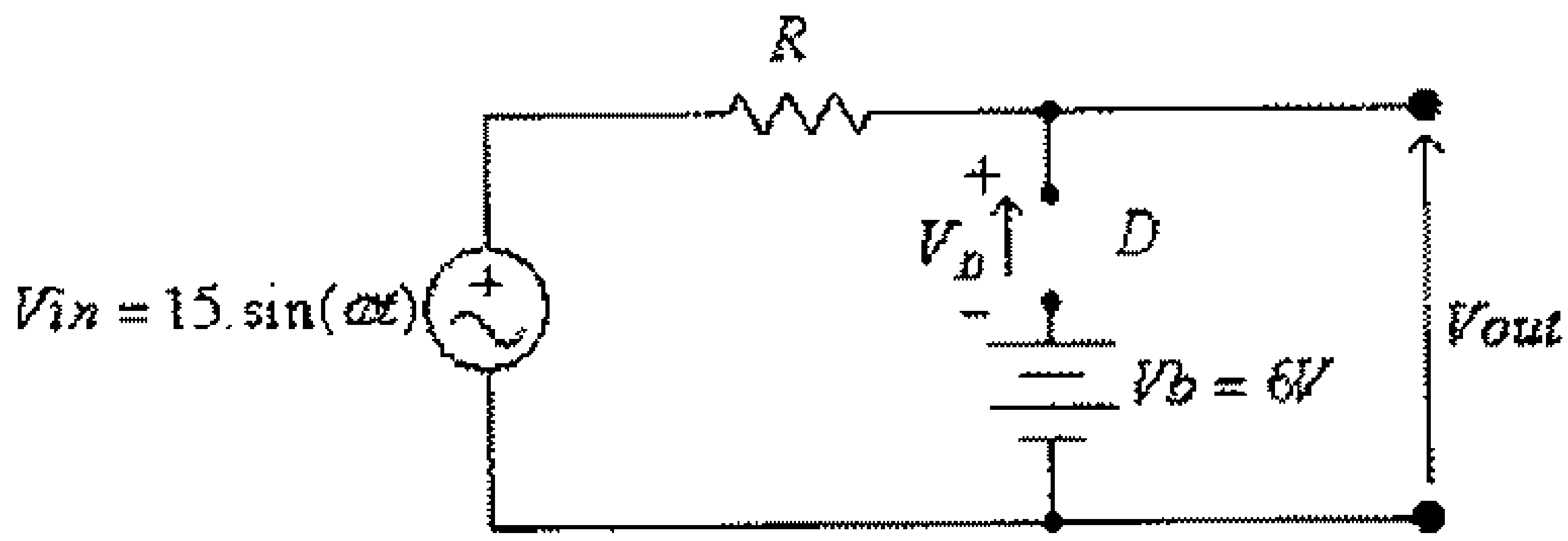
مثال (26): أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية، أفترض أن الديود D مثالياً.



شكل (90)

الحل:

نبدأ أولاً بتحديد قيمة فولطية المصدر التي يتغير عندها إنحياز الديود (أي ينتقل عندها الديود من وضع on الى وضع off أو العكس) ، فالدائرة المكافئة لهذه الدائرة عندما يكون الديود في وضع off ، هي:



شكل (91)

في هذه الدائرة:

$$Vin - V_D - Vb = 0$$

ومنها:

$$V_D = Vin - Vb$$

ويكون الديود في وضع off ، عندما تكون $V_D \leq 0$ ، أي عندما تكون $Vin - Vb \leq 0$ ، أي عندما تكون $Vin \leq Vb$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vin = 15.\sin(\omega t)$$

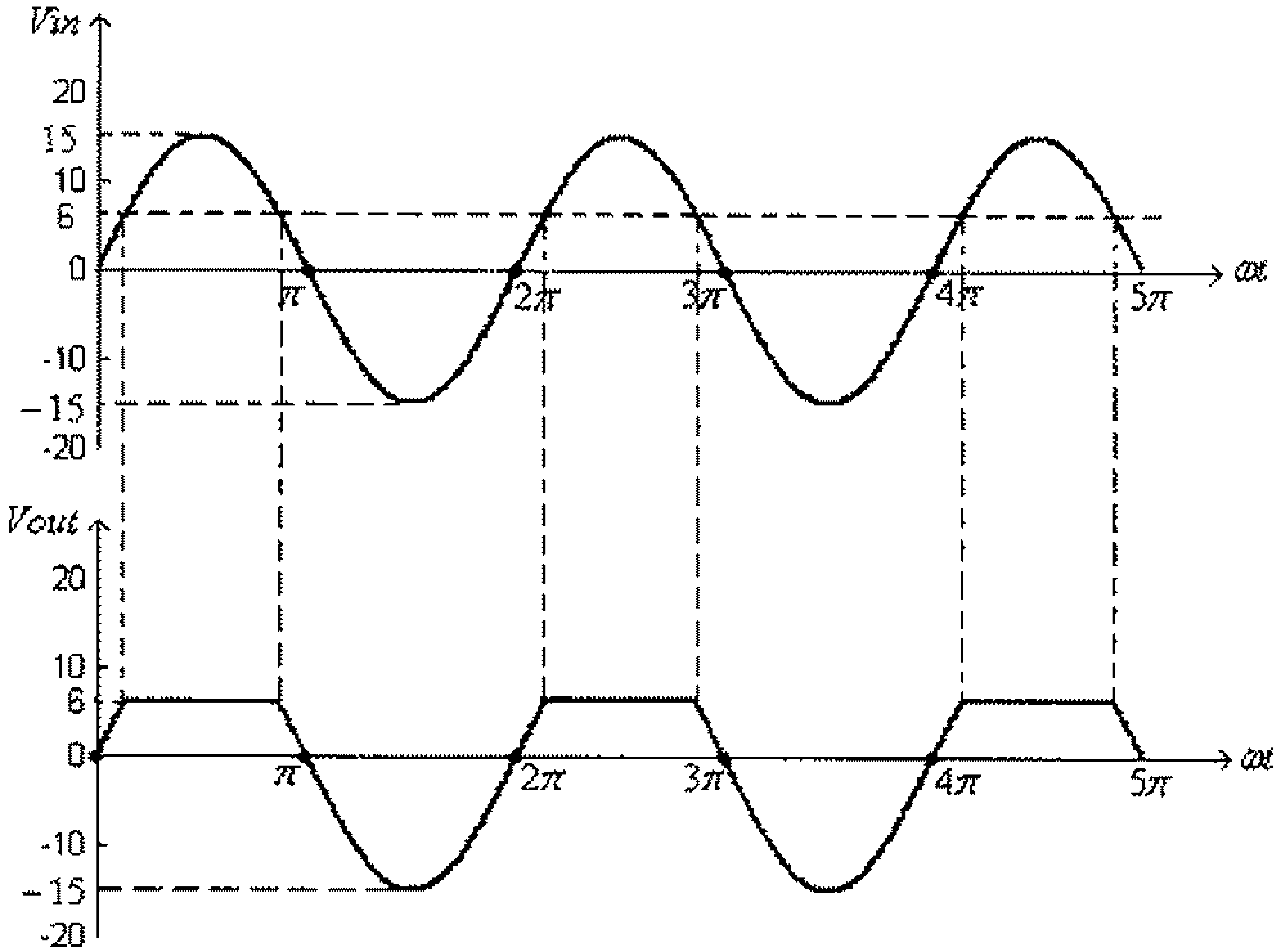
ويكون الديود في وضع on ، عندما تكون $V_D > 0$ ، أي عندما تكون $Vin - Vb > 0$ ، أي عندما تكون $Vin > Vb$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vb = 6V$$

وبالتالي، فإن:

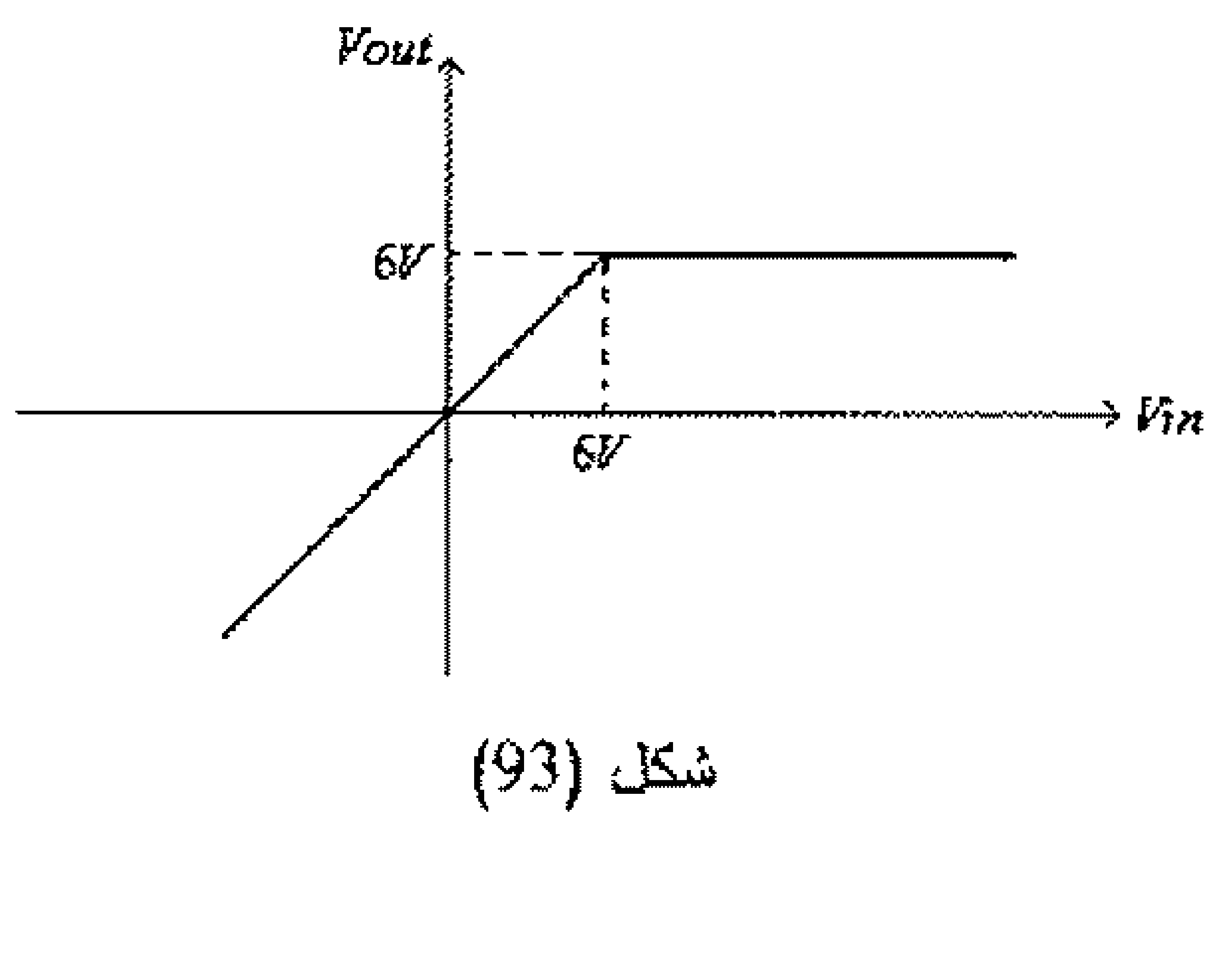
$$Vout = \begin{cases} 6V & for \quad Vin > 6V \\ Vin & for \quad Vin \le 6V \end{cases}$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



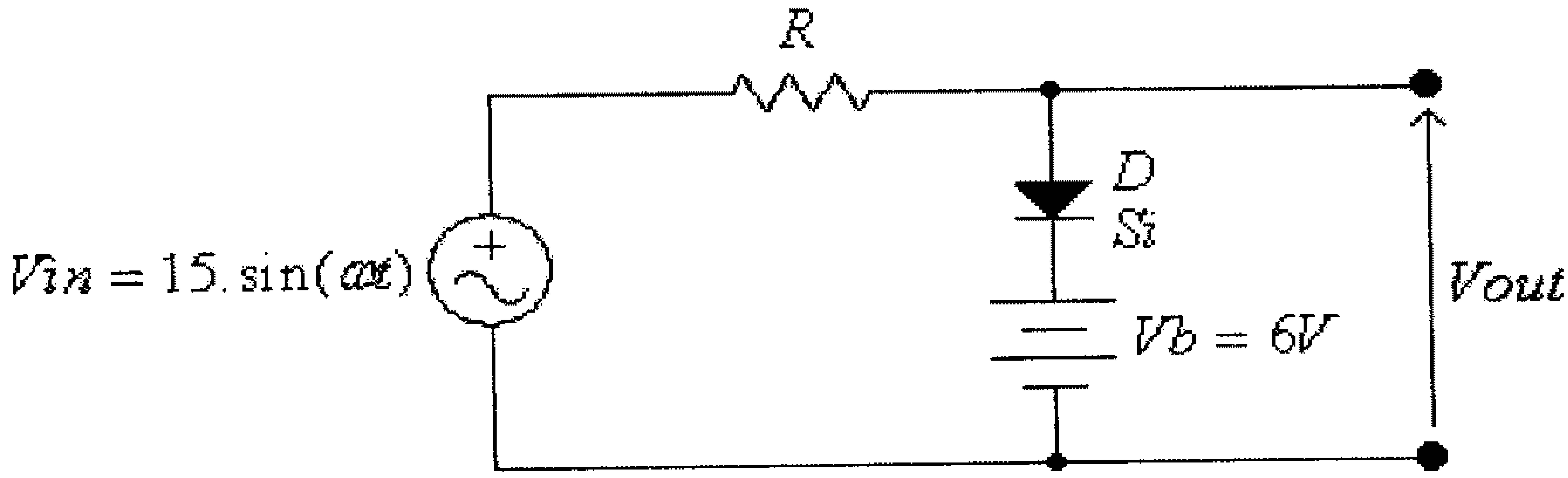
شكل (92)

ودالة التحويل (transfer function) مبينة في الشكل التالي:



شكل (93)

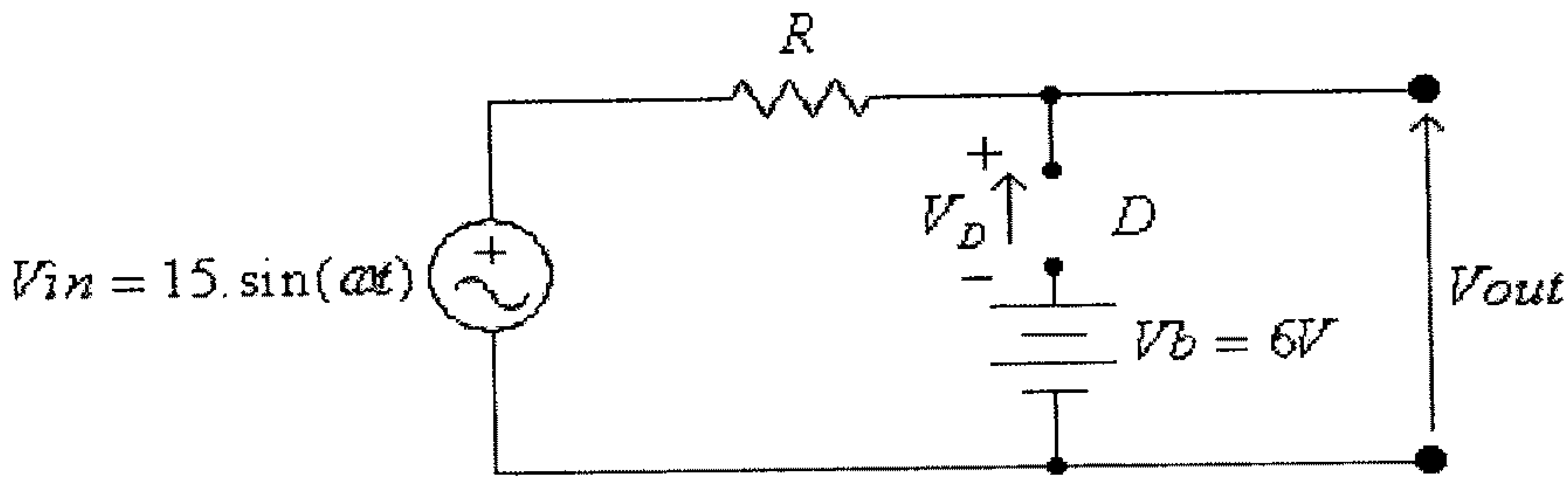
مثال (27): أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية، أفترض أن الديود D سيليكونياً.



شكل (94)

الحل:

وكما في المثال السابق، نبدأ أولاً بتحديد قيمة فولطية المصدر التي يتغير عندها إنحياز الديود (أي ينتقل عندها الديود من وضع on الى وضع off أو العكس) ، فالدائرة المكافئة لهذه الدائرة عندما يكون الديود في وضع off ، هي:



شكل (95)

في هذه الدائرة:

$$Vin - V_D - Vb = 0$$

ومنها:

$$V_D = Vin - Vb$$

ويكون الديود في وضع off ، عندما تكون $V_D \le V_T$ ، أي عندما تكون $Vin - 6 \le 0.7$ ، أي عندما تكون $Vin \le 6.7V$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vin = 15.\sin(\omega t)$$

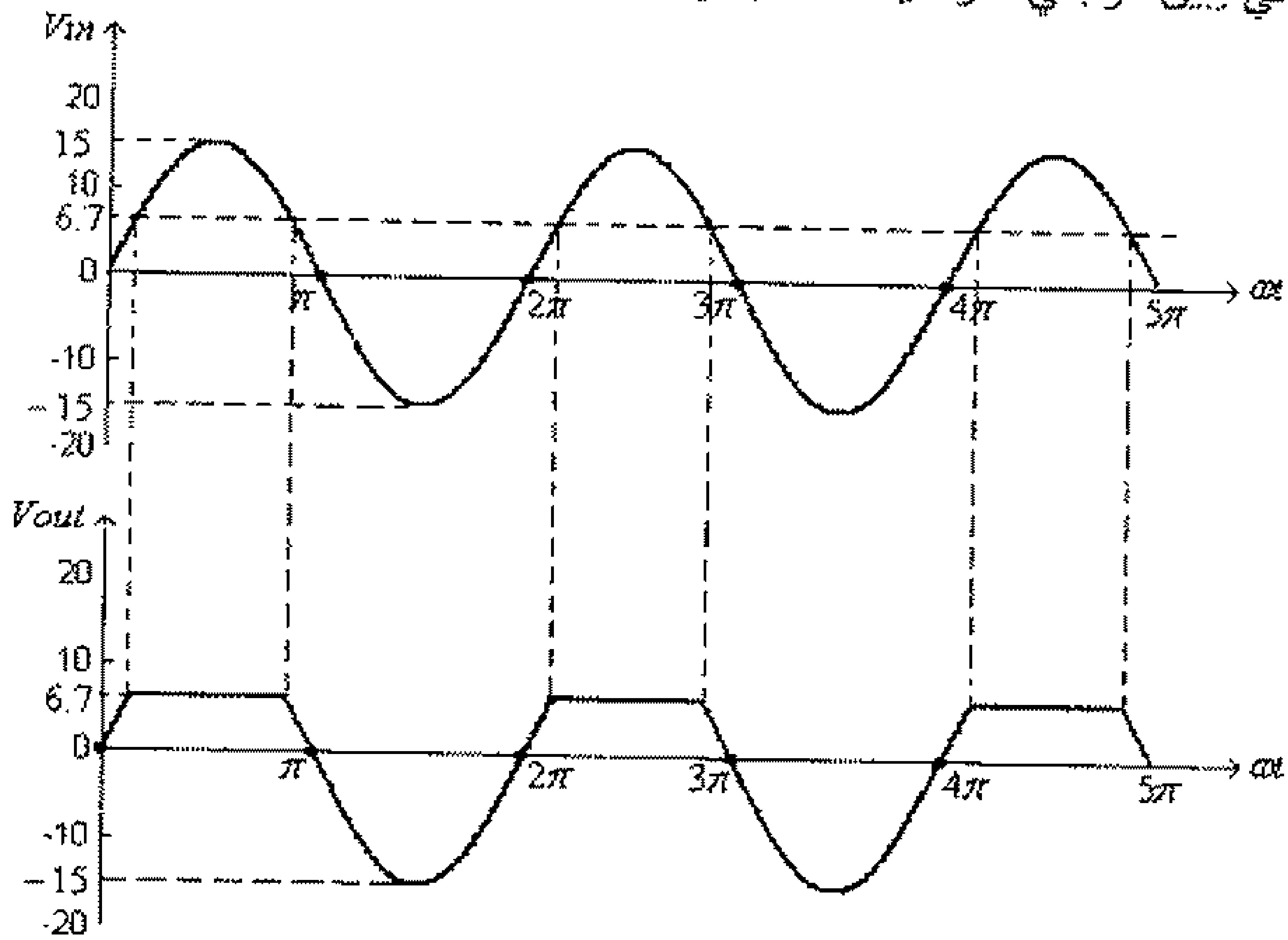
ويكون الديود في وضع on ، عندما تكون $V_D > V_\gamma$ ، أي عندما تكون $Vin - 6 > 0.7V$ ، أي عندما تكون $Vin > 6.7V$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vb + V_\gamma = 6 + 0.7 = 6.7V$$

أي أن:

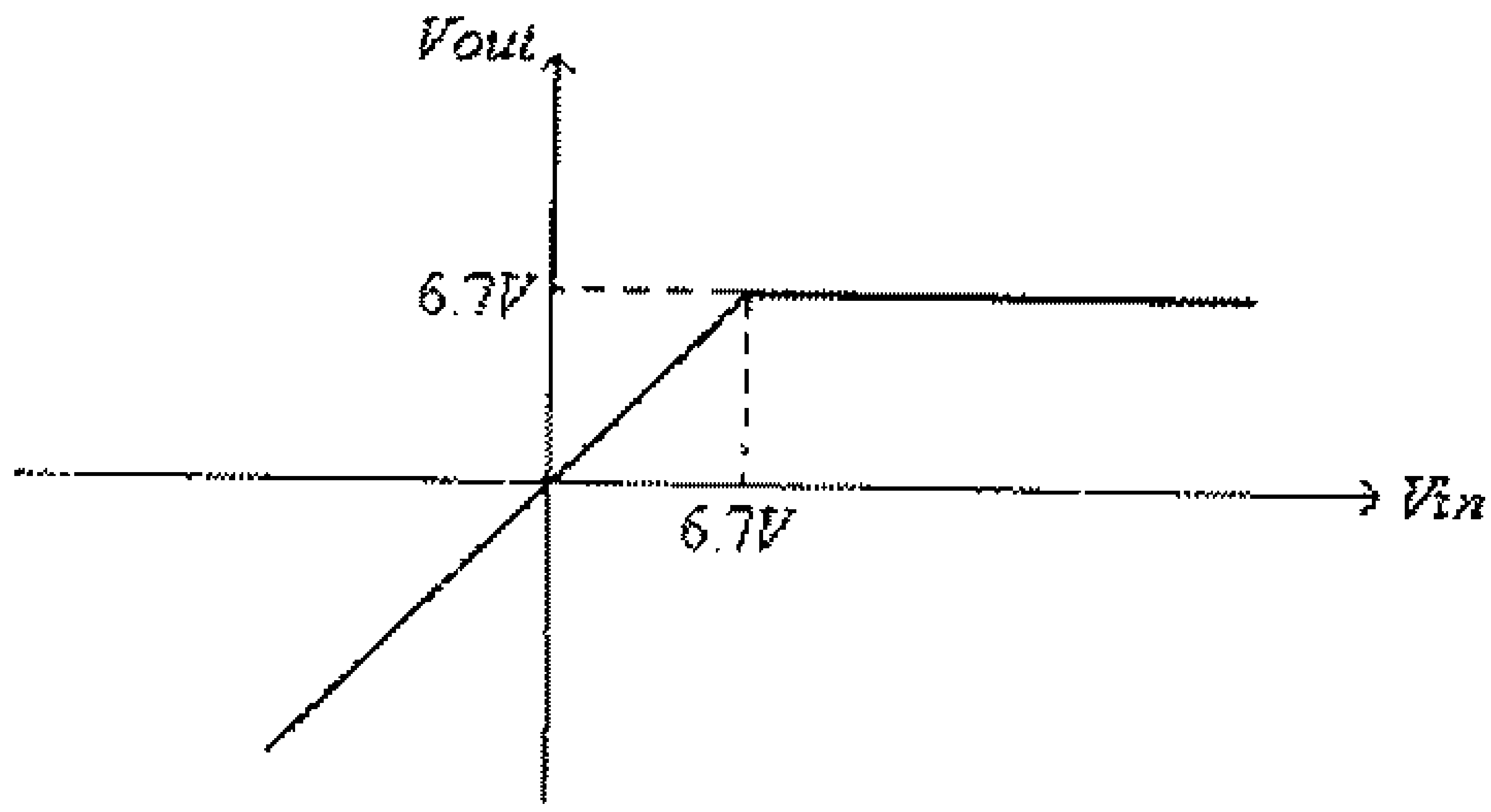
$$Vout = \begin{cases} 6.7V & for \quad Vin > 6.7V \\ Vin & for \quad Vin \leq 6.7V \end{cases}$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



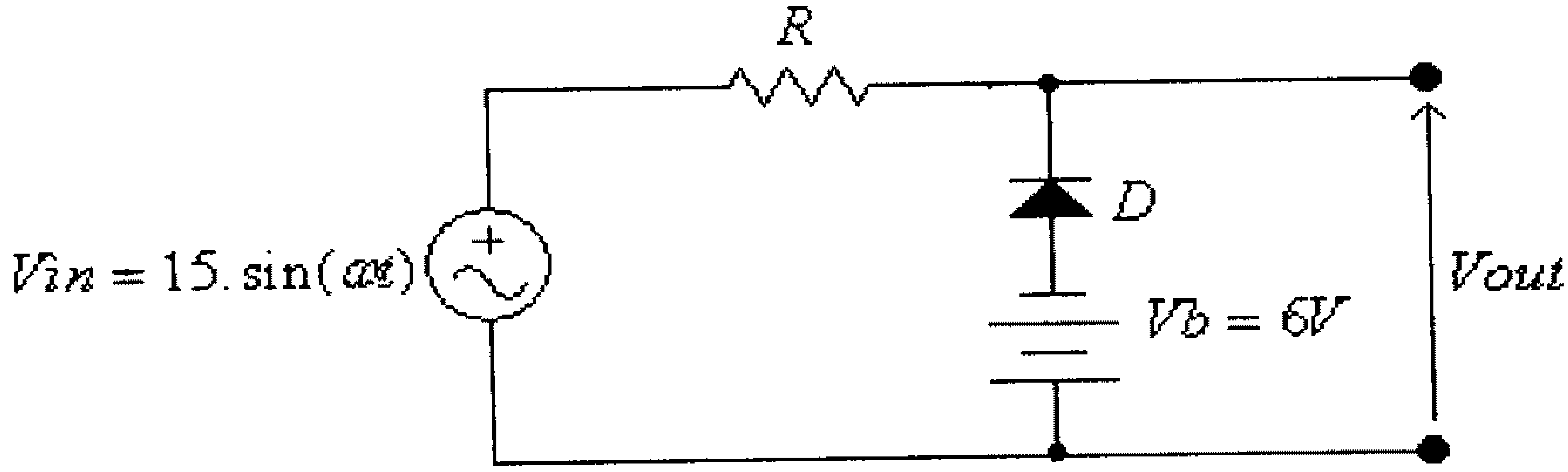
شكل (96)

ودالة التحويل (transfer function) مبينة في الشكل التالي:



شكل (97)

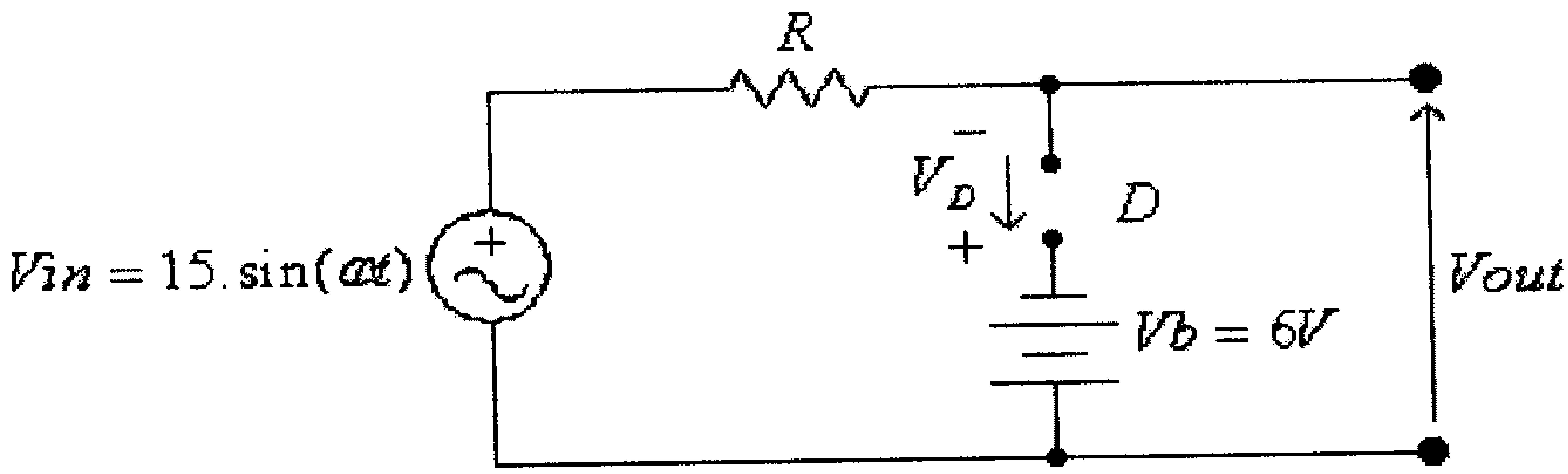
مثال (28): أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية، أفترض أن الديود D مثالياً.



شكل (98)

الحل:

نبدأ أولاً بتحديد قيمة فولطية المصدر التي تتغير عندها إنحياز الديود (أي ينتقل عندها الديود من وضع on الى وضع off أو العكس)، فالدائرة المكافئة لهذه الدائرة عندما يكون الديود في وضع off ، هي:



شكل (99)

في هذه الدائرة:

$$Vin + V_D + Vb = 0$$

ومنها:

$$V_D = -Vin - Vb$$

ويكون الديود في وضع off عندما تكون $V_D \leq 0$ ، أي عندما تكون $-Vin - Vb \leq 0$ ، أي عندما تكون $Vin \geq -Vb$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vin = 15.\sin(\omega t)$$

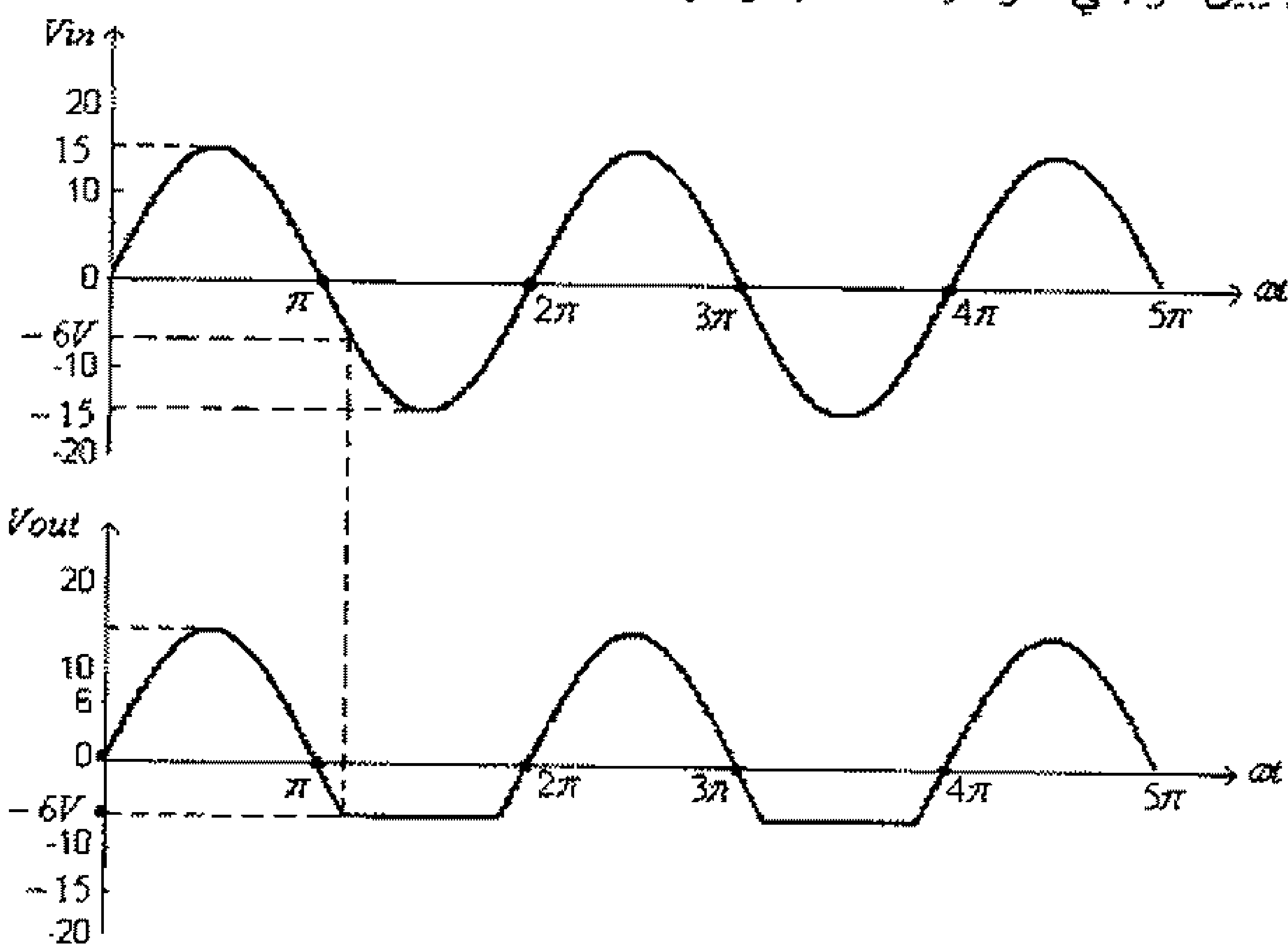
ويكون الديود في وضع on عندما تكون $V_D > 0$ ، أي عندما تكون $-Vin - Vb > 0$ ، أي عندما تكون $Vin < -Vb$. في هذه الحالة فإن:

$$Vout = -Vb = -6V$$

أي أن:

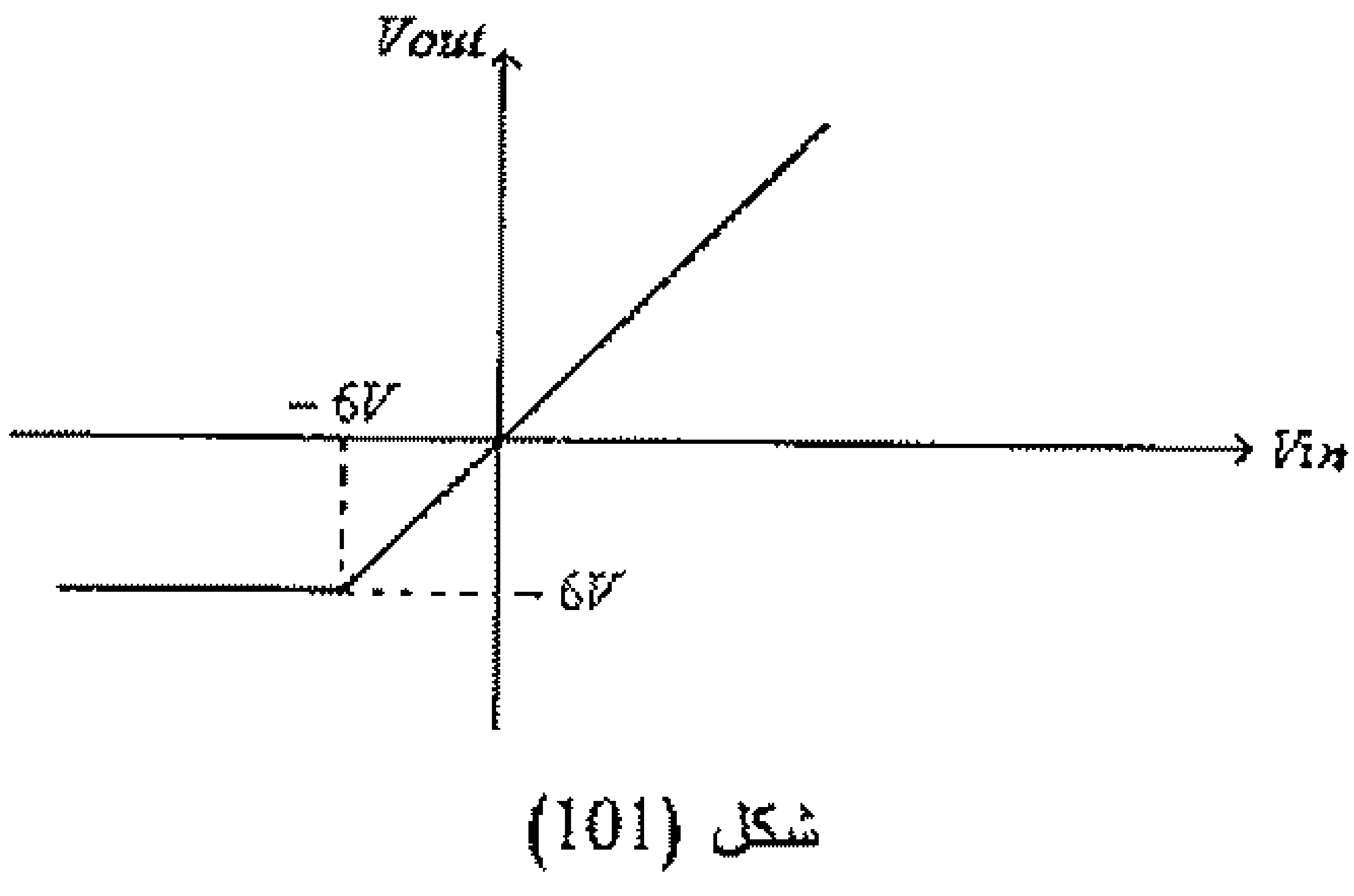
$$Vout = \begin{cases} Vin & for \quad Vin \geq -6V \\ -6V & for \quad Vin < -6V \end{cases}$$

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



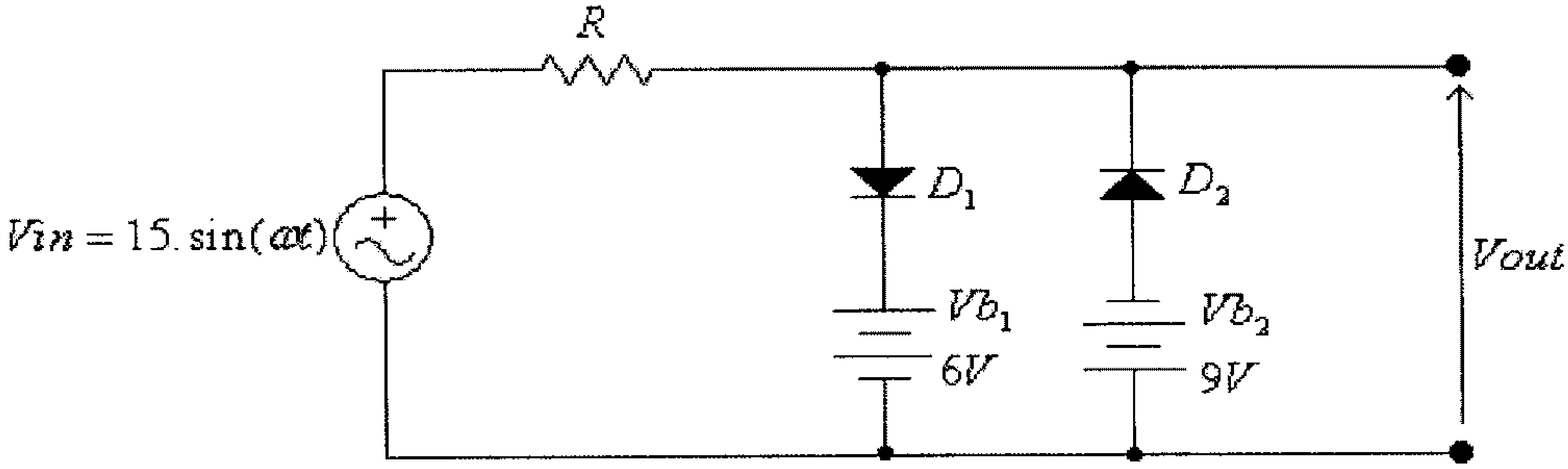
شكل (100)

ودالة التحويل (transfer function) مبينة في الشكل التالي:



شكل (101)

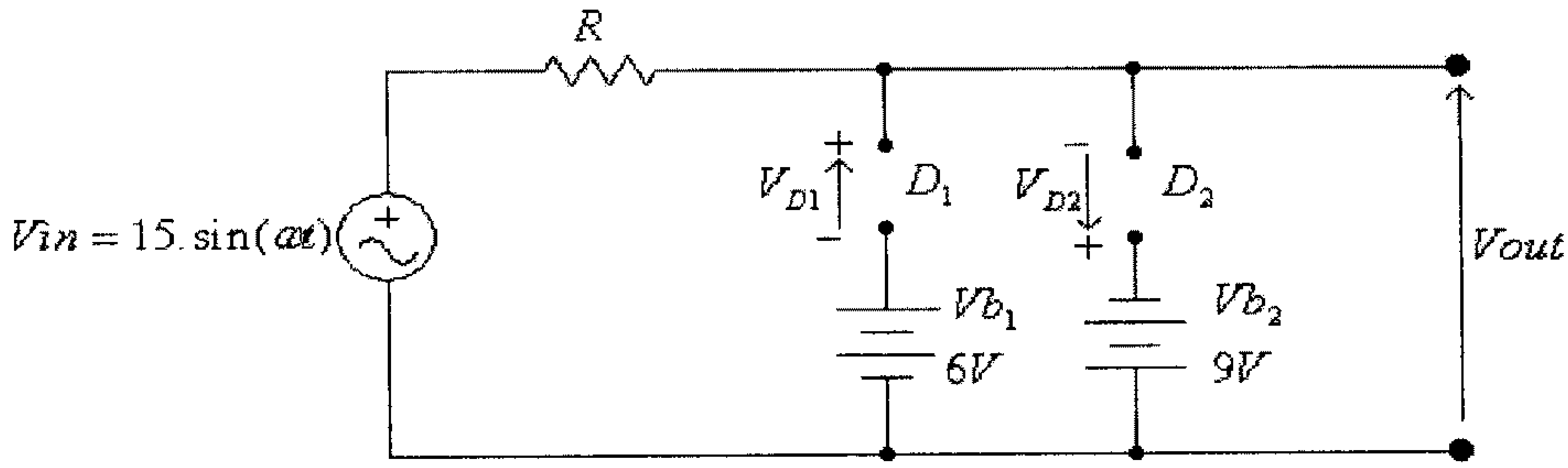
مثال (29): أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية، أفترض أن الديودان D_1 و D_2 مثاليين.



شكل (102)

الحل:

نبدأ أولاً بتحديد قيم فولطية المصدر التي يتغير عندها إنحياز كل من الديودين D_1 و D_2 (أي ينتقل عندها كل من الديودي من وضع on الى وضع off أو العكس) ، فالدائرة المكافئة لهذه الدائرة عندما يكون الديودان في وضع off ، هي:



شكل (103)

في هذه الدائرة:

$$Vin - V_{D1} - Vb_1 = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وكذلك:

$$Vin + V_{D2} + Vb_2 = 0 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

من المعادلة (1)، فإن:

$$V_{D1} = Vin - Vb_1$$

ويكون الديود D_1 في وضع off عندما تكون $V_{D1} \le 0$ ، أي عندما تكون $Vin - Vb_1 \le 0$ ، أي عندما تكون $Vin \le Vb_1 = 6V$.

ويكون هذا الديود في وضع on عندما تكون $Vin > Vb_1 = 6V$.

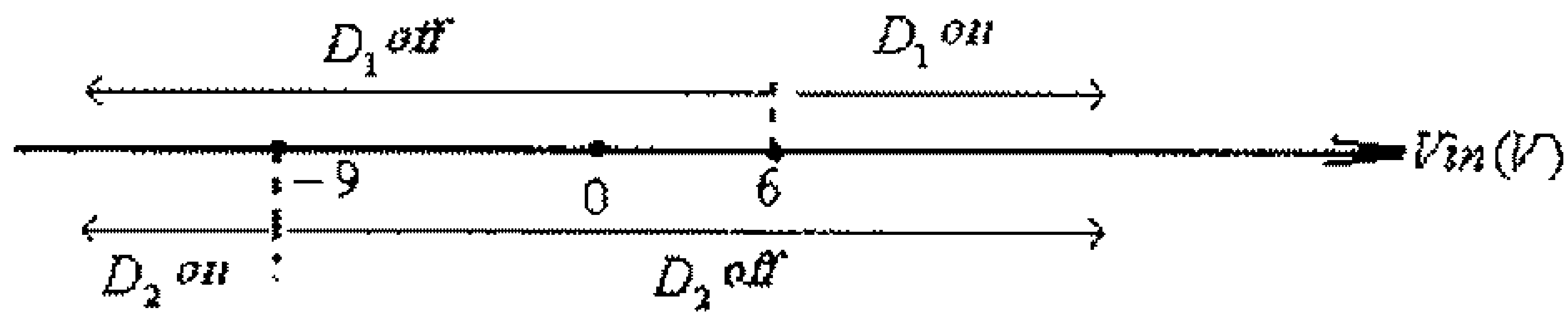
من المعادلة (2)، فإن:

$$V_{D2} = -Vin - Vb_2$$

ويكون الديود D_2 في وضع off عندما تكون $V_{D2} \leq 0$ ، أي عندما تكون $-Vin - Vb_2 \leq 0$ ،
أي عندما تكون $Vin \geq -Vb_2 = -9V$.

ويكون هذا الديود في وضع on عندما تكون $Vin < -Vb_2 = -9V$.

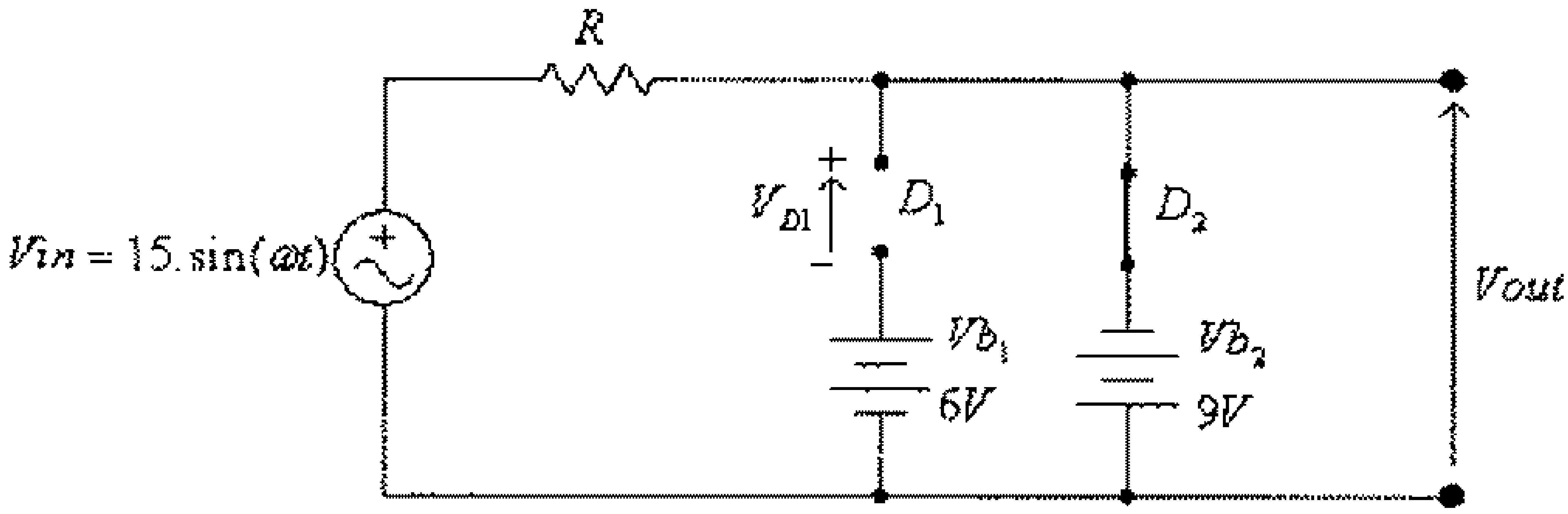
وبعد تلخيص النتائج السابقة على خط الأعداد، كما هو مبين في الشكل التالي:



شكل (104)

يمكن إستنتاج ما يلي:

- عند $Vin < -9V$ يكون D_1 في وضع off و D_2 في وضع on والدائرة المكافئة هي:

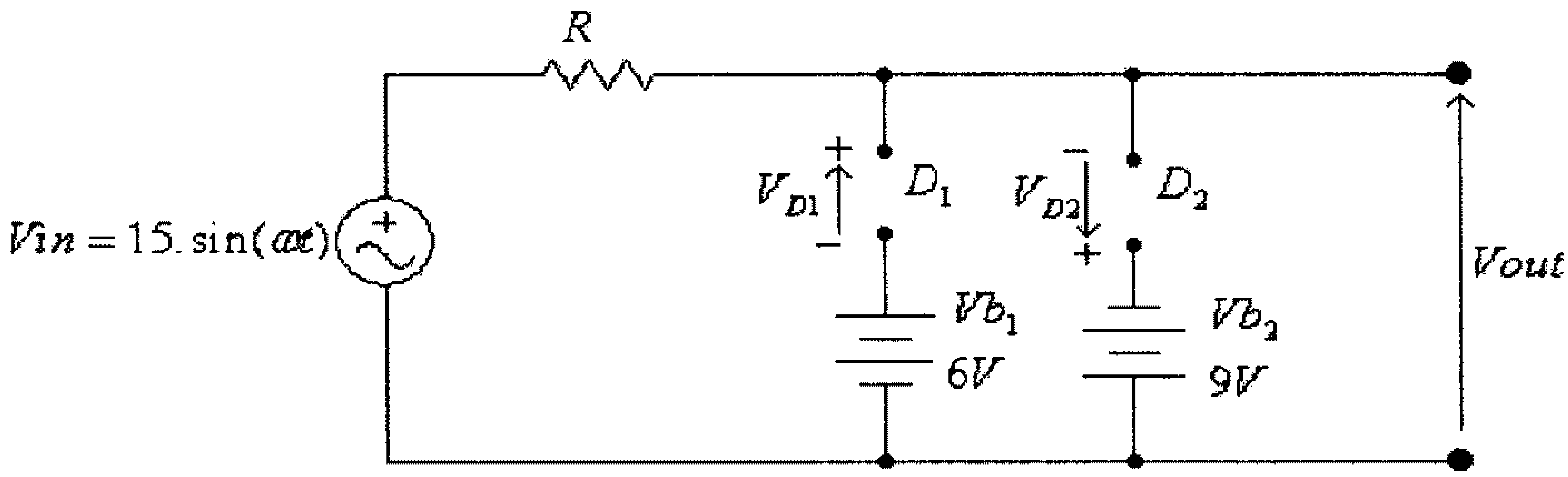


شكل (105)

ومنها:

$$Vout = -Vb_2 = -9V$$

- عند $-9V < Vin < 6V$ يكون D_1 في وضع off و D_2 في وضع off والدائرة المكافئة هي:

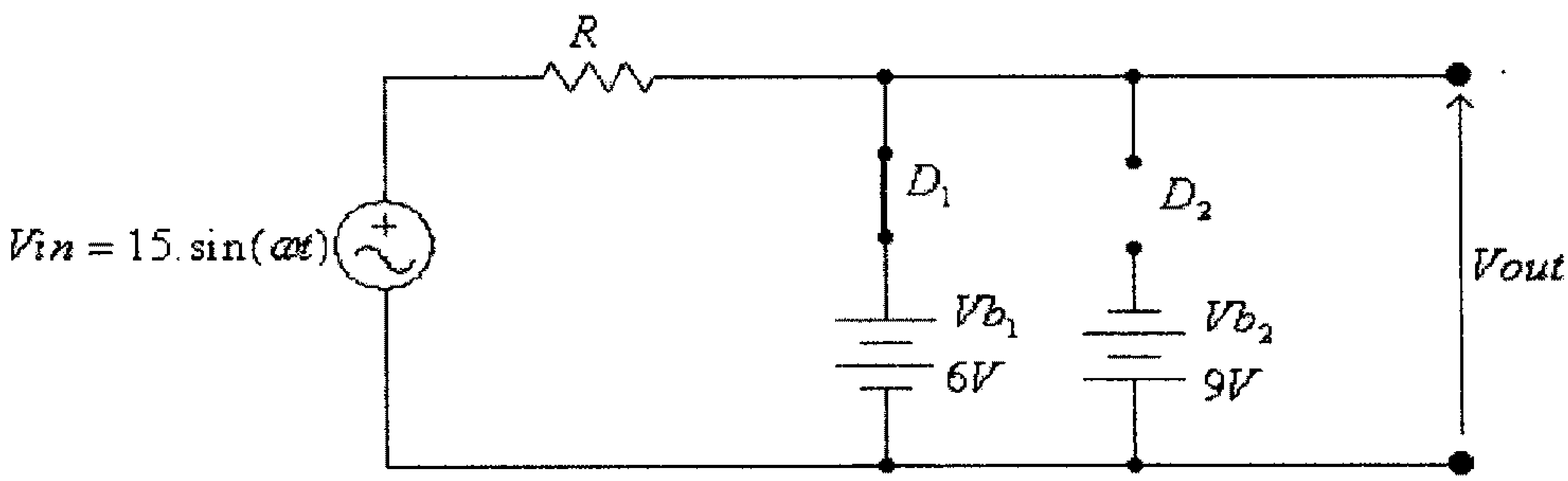


شكل (106)

ومنها:

$$Vout = Vin$$

- عند $Vin > 6V$ يكون D_1 في وضع on و D_2 في وضع off والدائرة المكافئة هي:

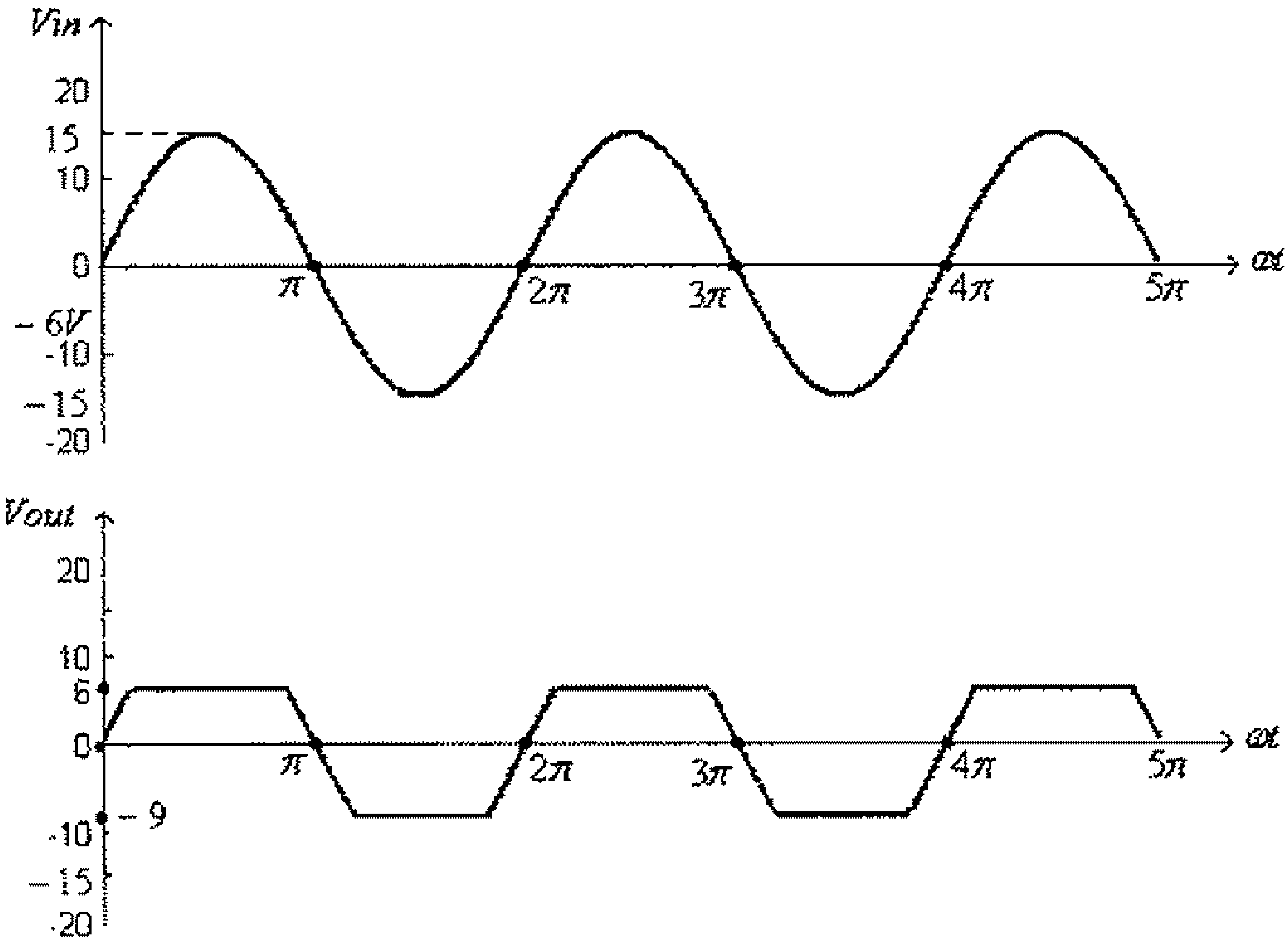


شكل (107)

ومنها:

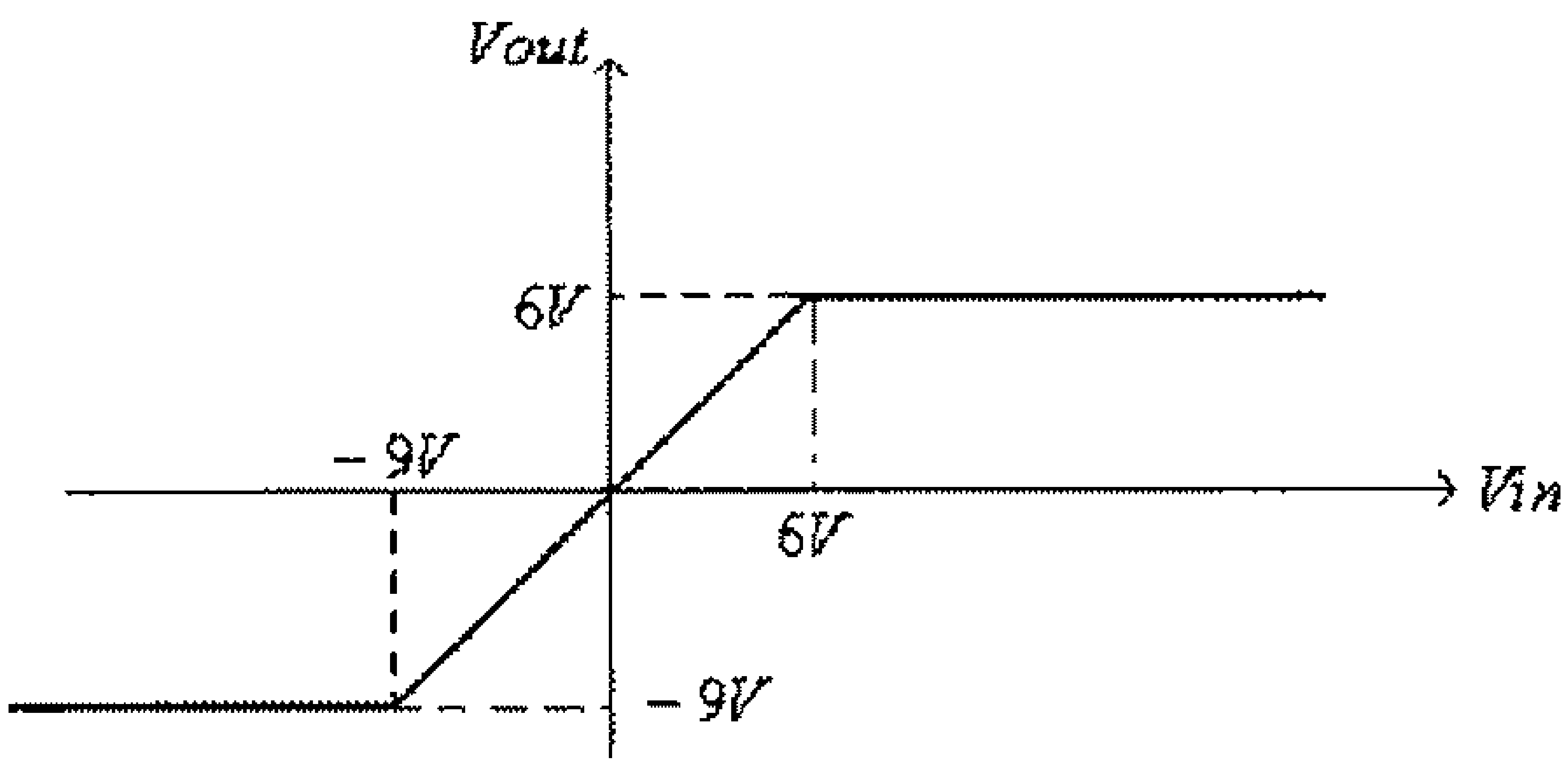
$$Vout = Vb_1 = 6V$$

وبالتالي فإن موجة الفولطية المخرجية هي:



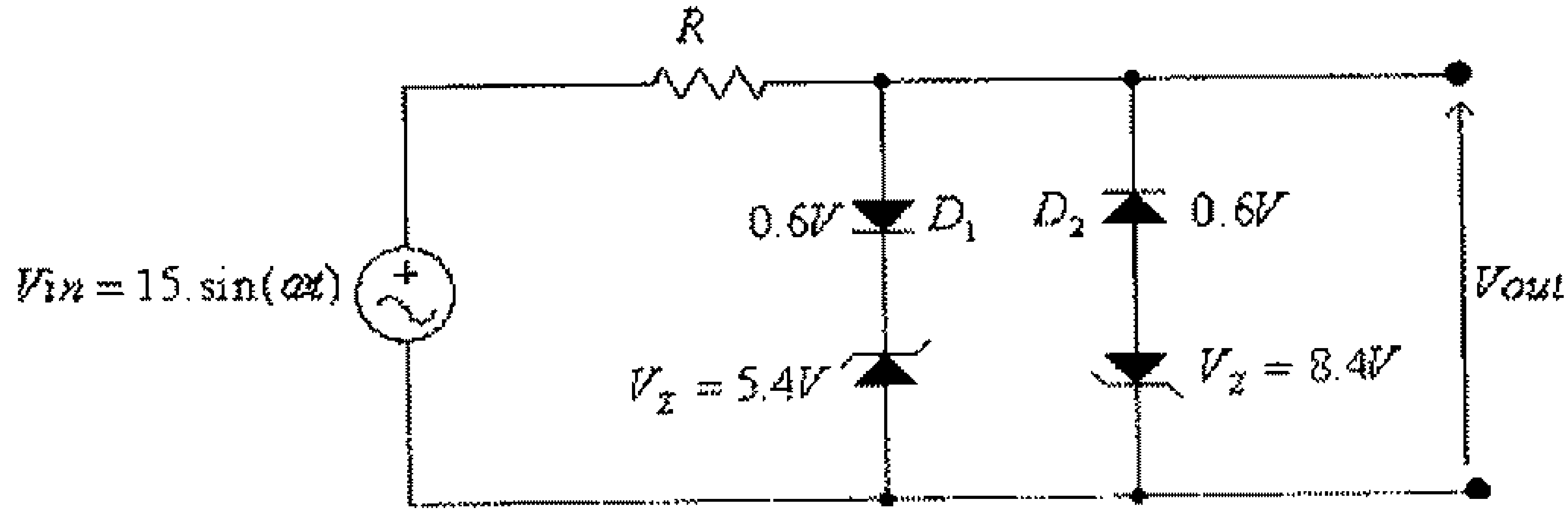
شكل (108)

ودالة التحويل هي:



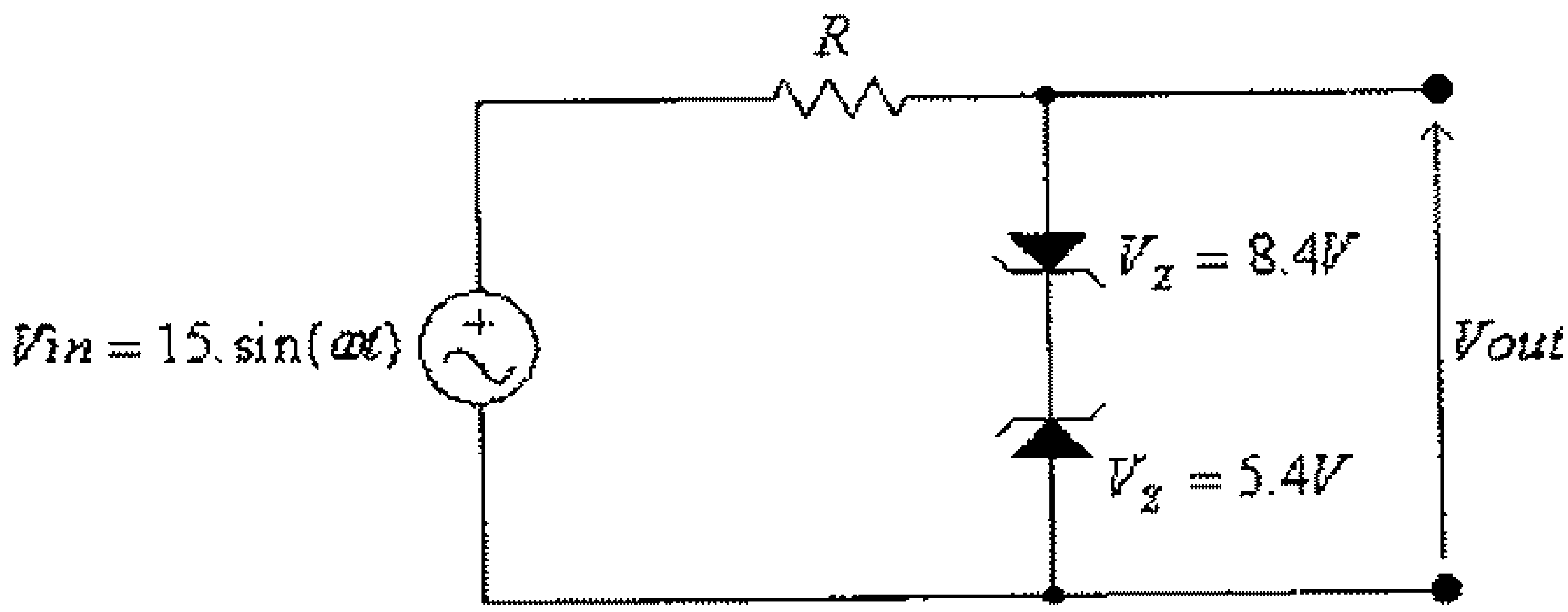
شكل (109)

ومما يجب ذكره أنه في الدوائر العملية للمحددات فإن البطاريات تستبدل بثنائيات الزنر، فالدائرة السابقة والمبينة بالشكل (102) تكافيء بعملها الدائرة المبينة بالشكل التالي:



شكل (110)

والدائرة التالية مكافئة أيضاً بعملها للدائرة أعلاه:

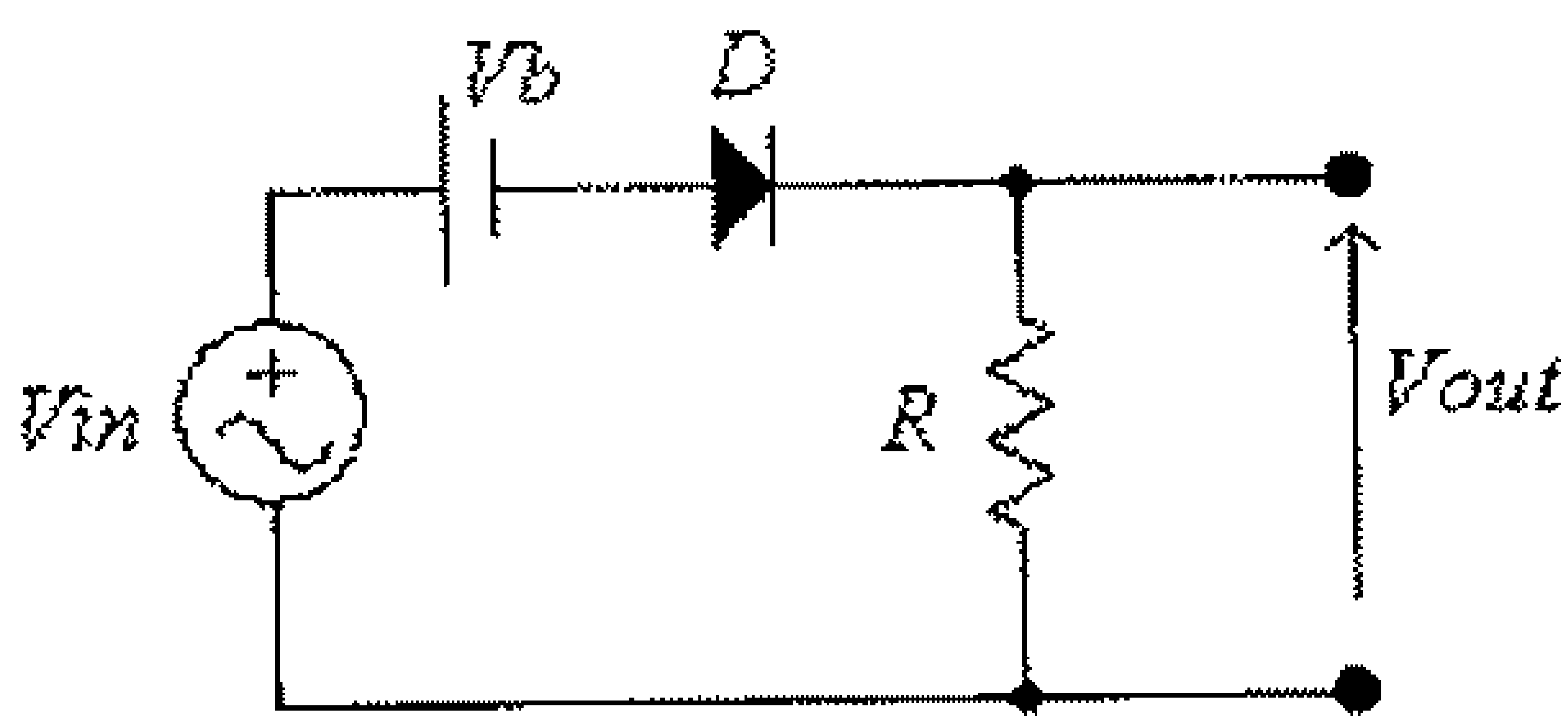


شكل (111)

دوائر تحديد التوالي (Series limiters)

في هذه الدوائر فإن الفرع، من الدائرة، الذي يحوي الديود يكون موصولاً على التوالي مع الحمل.

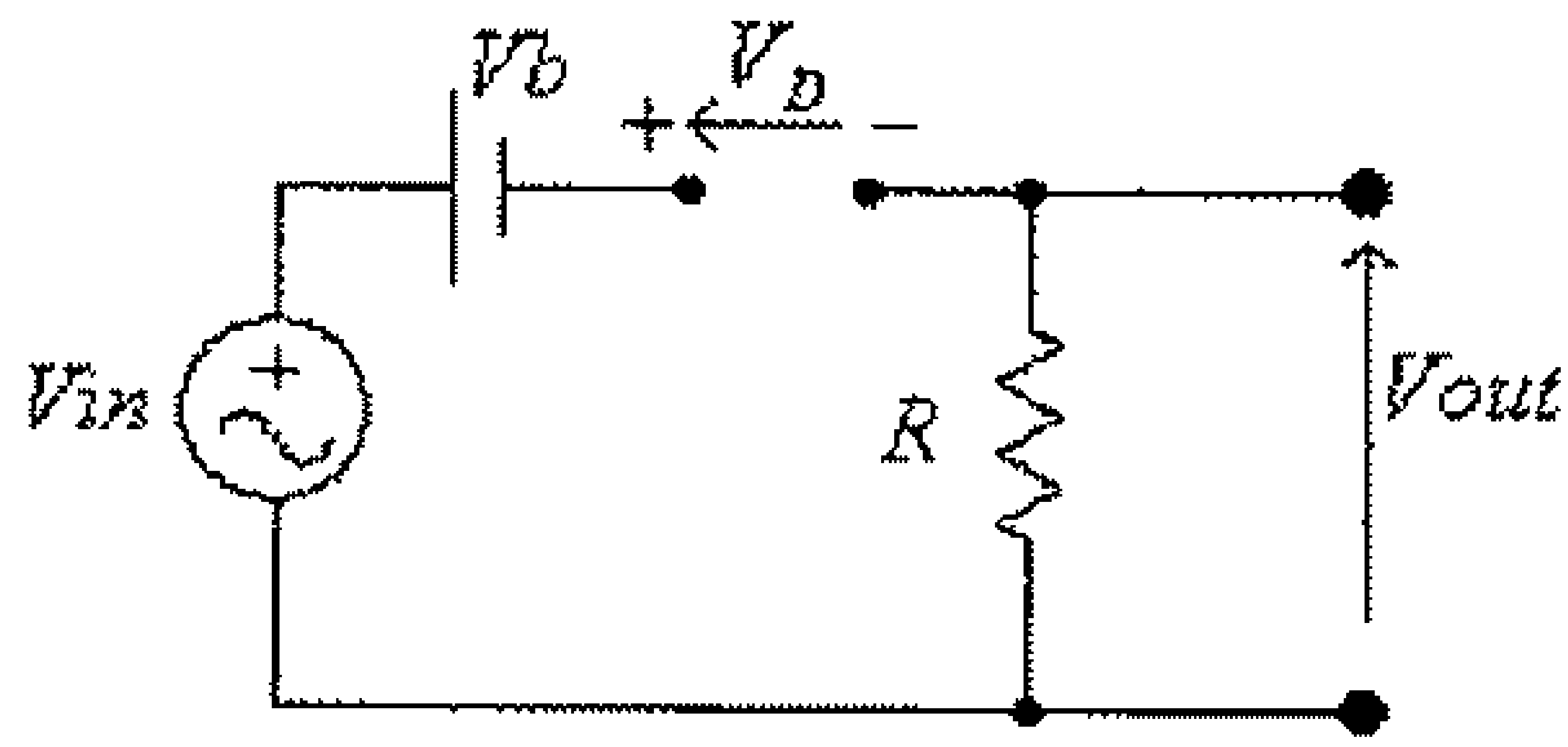
الشكل التالي يبين دائرة تحديد توالي بسيطة.



شكل (112)

وتبدأ دراسة كيفية عمل هذه الدائرة، وكما في حالة دوائر تحديد التوازي، بتحديد العلاقة بين القيمة اللحظية للفولطية المدخلية ووضعية الديود.

فعلى إفتراض أن الديود D مثالياً (ideal diode)، فإن الدائرة المكافئة في حال كون الديود في وضع off هي:



شكل (113)

في هذه الدائرة:

$$Vin - Vb - V_D = 0$$

ومنها:

$$V_D = Vin - Vb$$

ويكون الديود في وضع off عندما تكون $V_D \le 0$، أي .ما $Vin \le Vb$، في هذه الحالة فإن:

$$Vout = 0$$

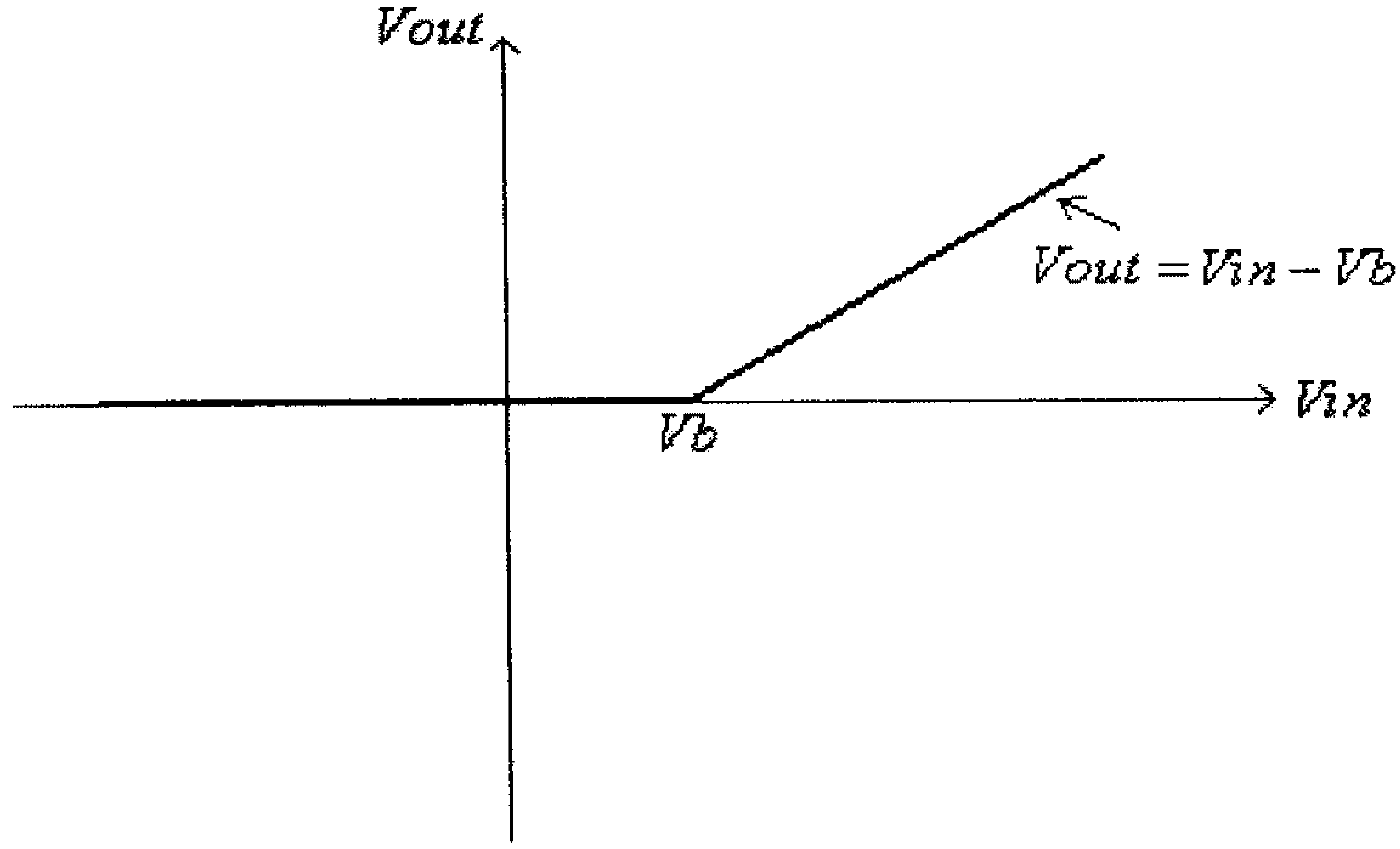
ويكون الديود في وضع on عندما تكون $V_D > 0$، أي عندما $Vin > Vb$، في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vin - Vb$$

أي أن:

$$Vout = \begin{cases} Vin - Vb & for \quad Vin > Vb \\ 0 & for \quad Vin \le Vb \end{cases}$$

ودالة التحويل (transfer function) لهذه الدائرة ، مبينة في الشكل التالي:



شكل (114)

وفي حال كون الديود سيليكونياً ، وللدائرة السابقة، يكون الديود في وضع off عندما تكون $V_D \le V_T$، أي عندما $Vin \le Vb + V_T$، في هذه الحالة فإن:

$$Vout = 0$$

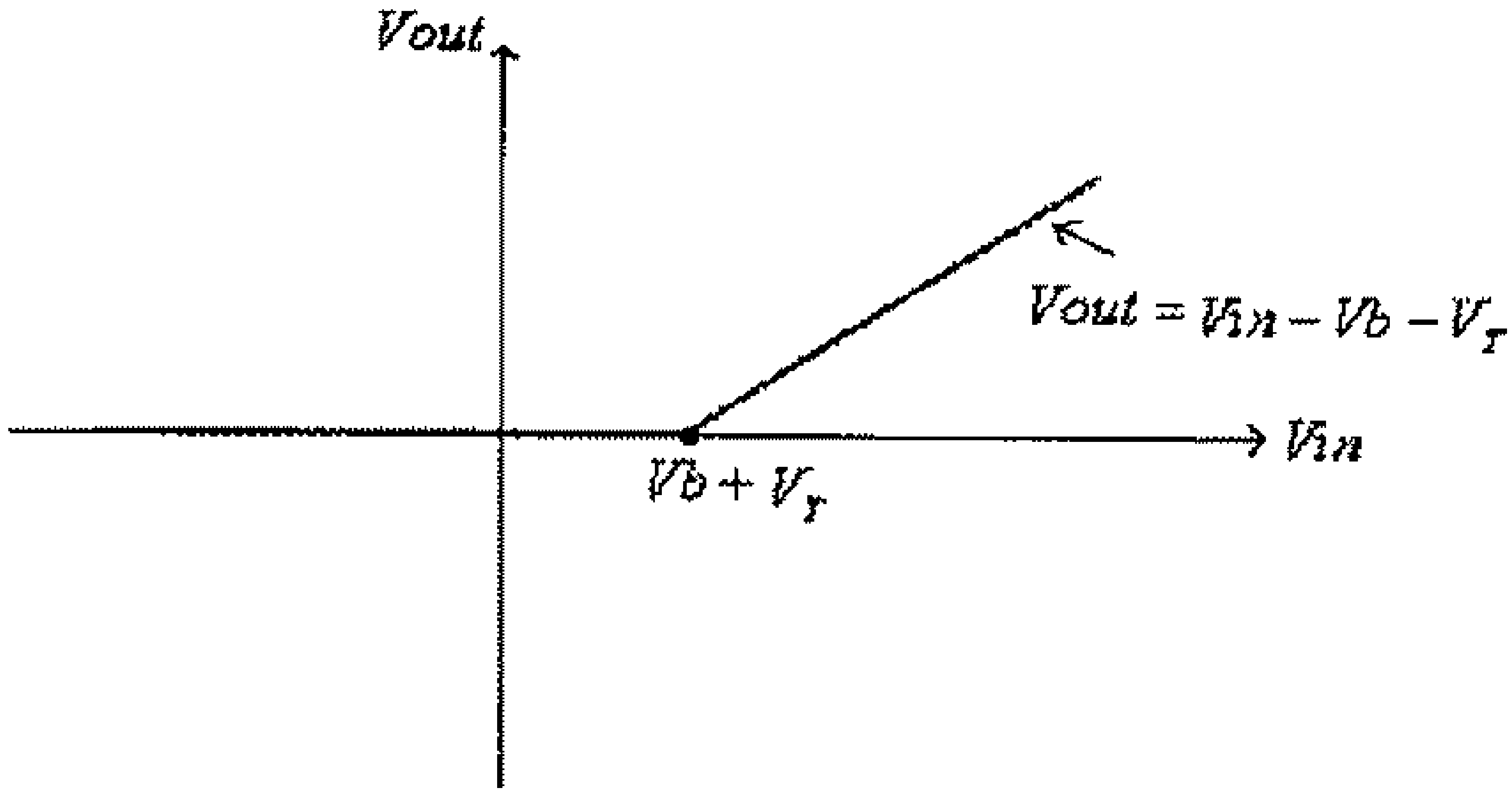
ويكون الديود في وضع on عندما تكون $V_D > V_T$، أي عندما $Vin > Vb + V_T$، في هذه الحالة فإن:

$$Vout = Vin - Vb - V_T$$

ويمكن التعبير عن ما سبق كما يلي:

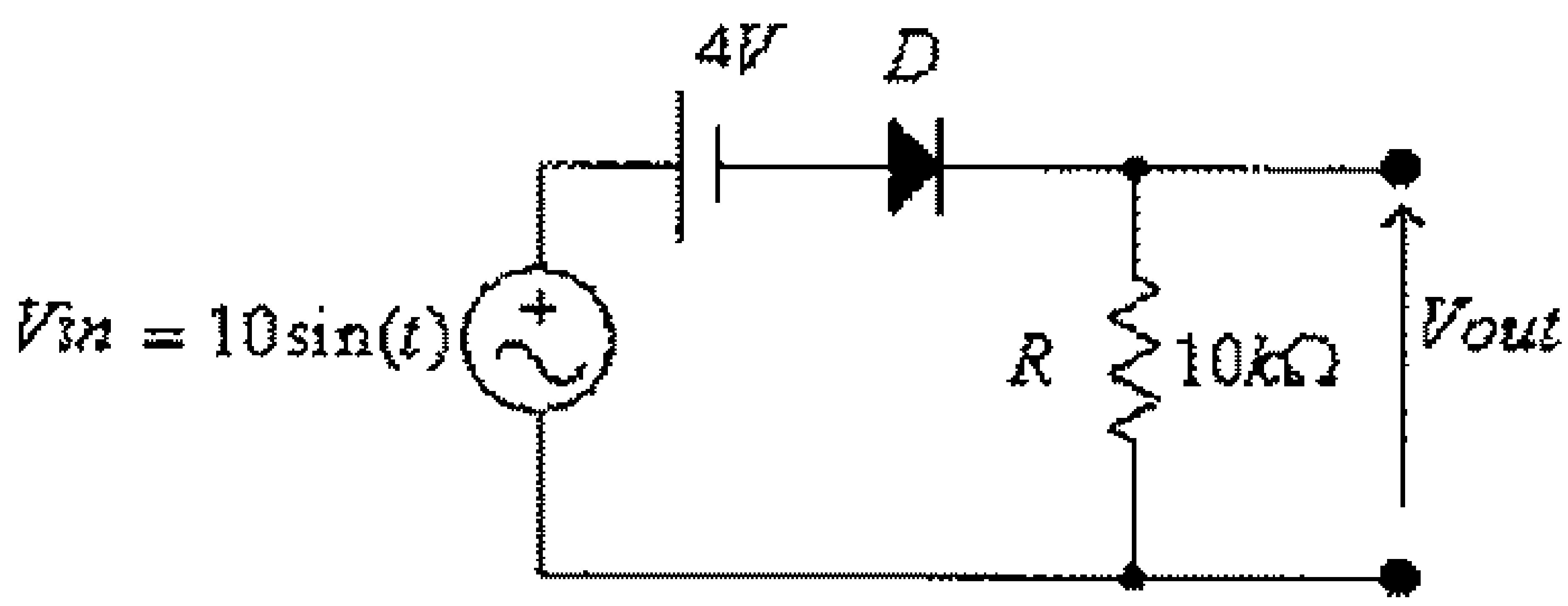
$$Vout = \begin{cases} Vin - Vb - V_T & for \quad Vin > Vb + V_T \\ 0 & for \quad Vin \le Vb + V_T \end{cases}$$

ودالة التحويل (transfer function) لهذه الدائرة، مبينة في الشكل التالي:



شكل (115)

مثال (29): أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، أفترض أن الديود D مثالياً.



شكل (116)

الحل:

على إفتراض أن الديود في وضع off، فإن:

$$Vin - 4 - V_D = 0$$

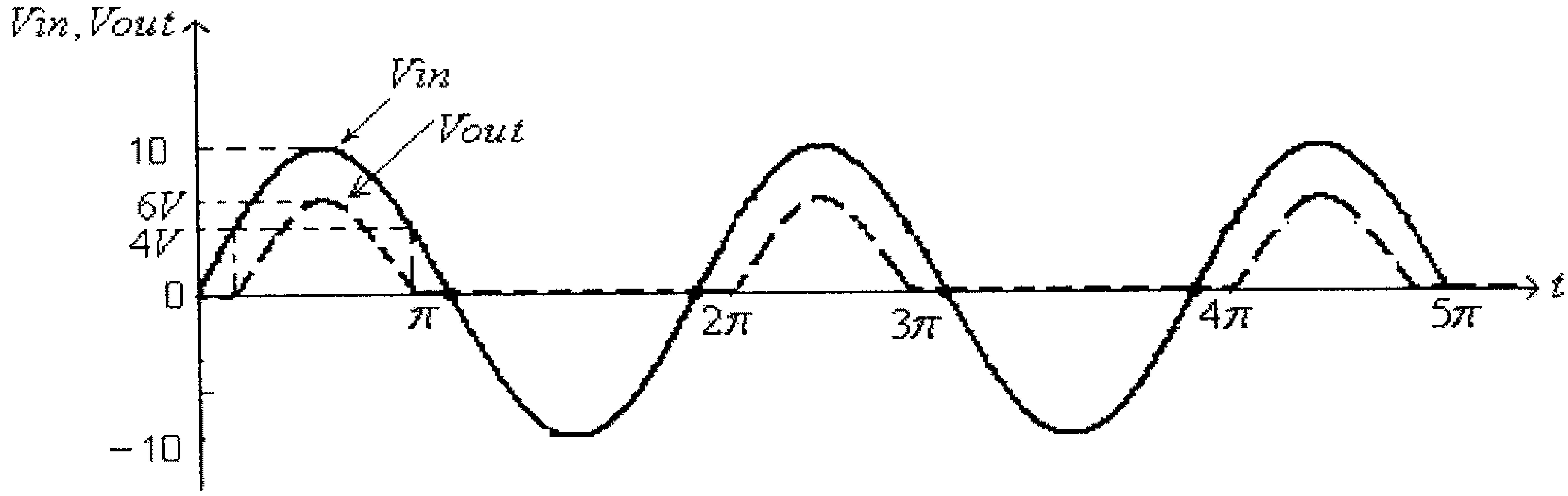
ومنها:

$$V_D = Vin - 4$$

عندما $V_D \le 0$ ، أي عندما $Vin \le 4V$، يكون الديود في وضع off وتكون $Vout = 0$.

عندما $V_D > 0$ ، أي عندما $Vin > 4V$، يكون الديود في وضع on وتكون $Vout = Vin - 4$

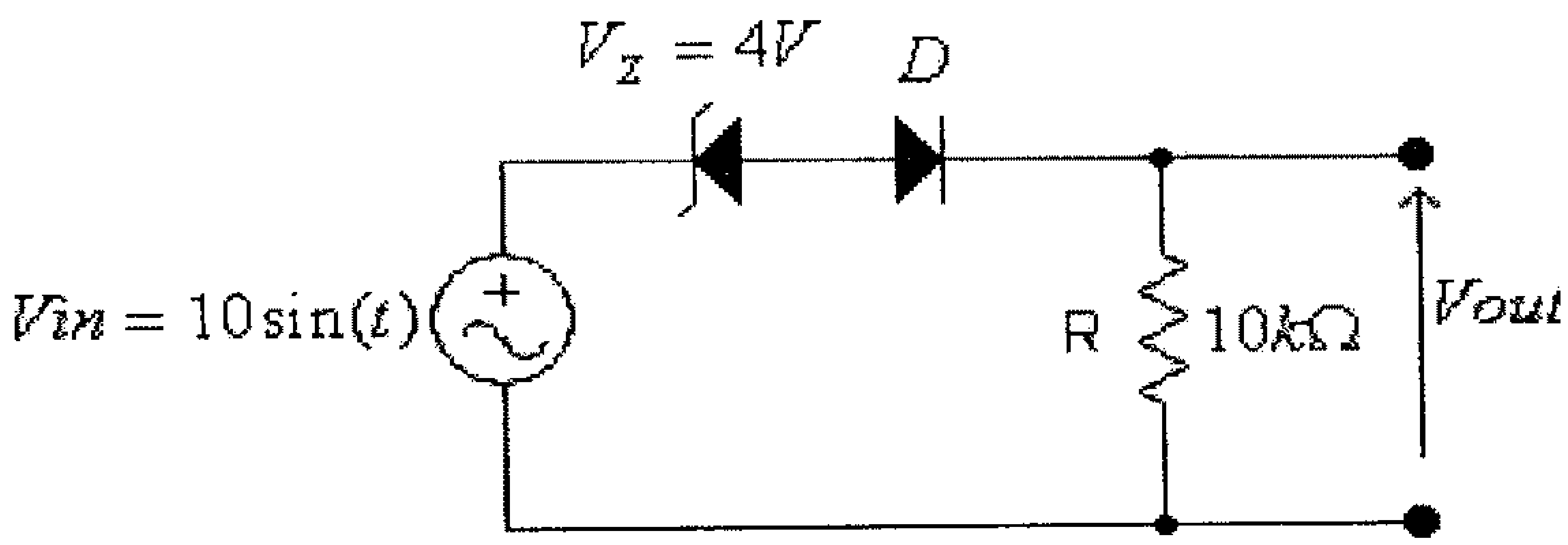
الشكل التالي يبين موجة الفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



شكل (117)

وكما في حالة دوائر تحديد التوازي، ففي الدوائر العملية لدوائر تحديد التوالي يتم عادةً إستبدال البطارية المستخدمة بزنر ديود، وذلك كما هو في المثال التالي.

مثال (30): أرسم موجة الجهد المخرجي للدائرة التالية:



شكل (118)

الحل:

عند $Vin > V_Z$، أي عند $Vin > 4V$، يكون ثنائي الزنر مكافئاً لبطارية فولطيتها تساوي $V_Z = 4V$ ويكون:

$$Vout = Vin - V_Z = Vin - 4$$

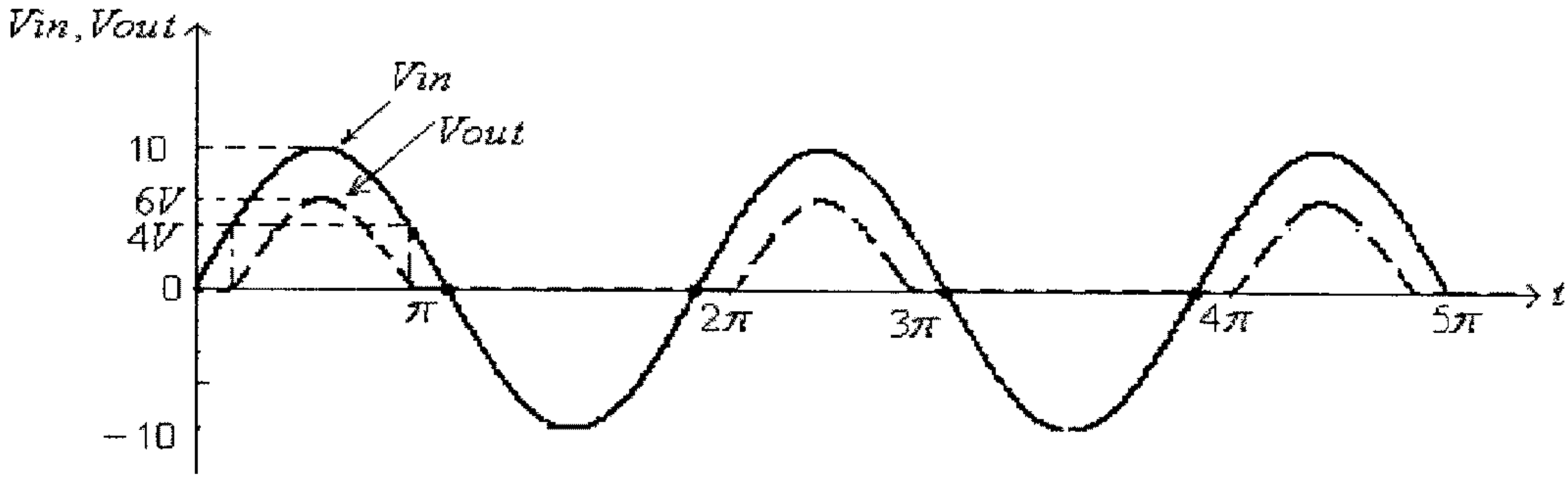
عند $0 \le Vin \le V_Z$ يكون ثنائي الزنر في وضع off وتكون:

$$Vout = 0$$

عند $Vin < 0$ يكون الديود D في وضع off وتكون أيضاً:

$$Vout = 0$$

الشكل التالي يبين موجة الفولطية المخرجية لهذه الدائرة.

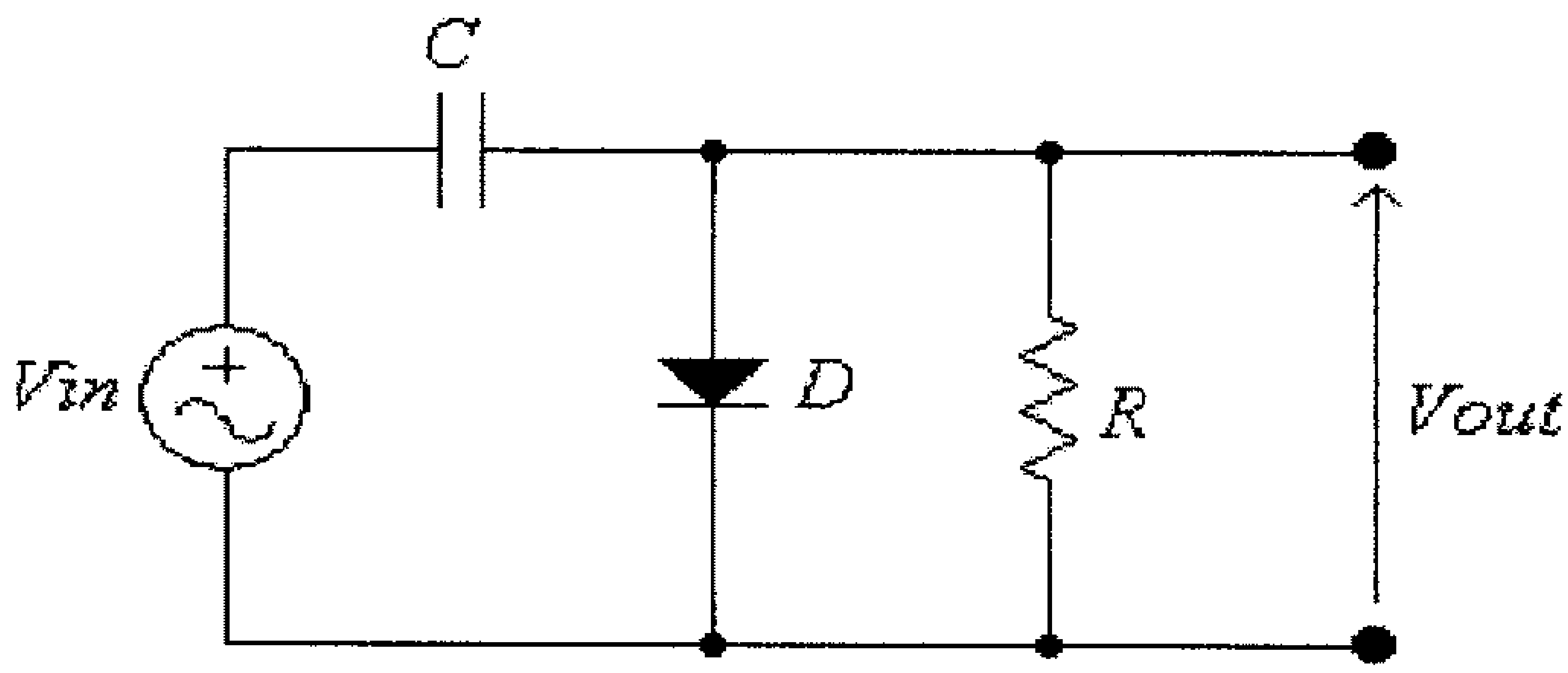


شكل (119)

2.8 دوائر الـــ Clampers

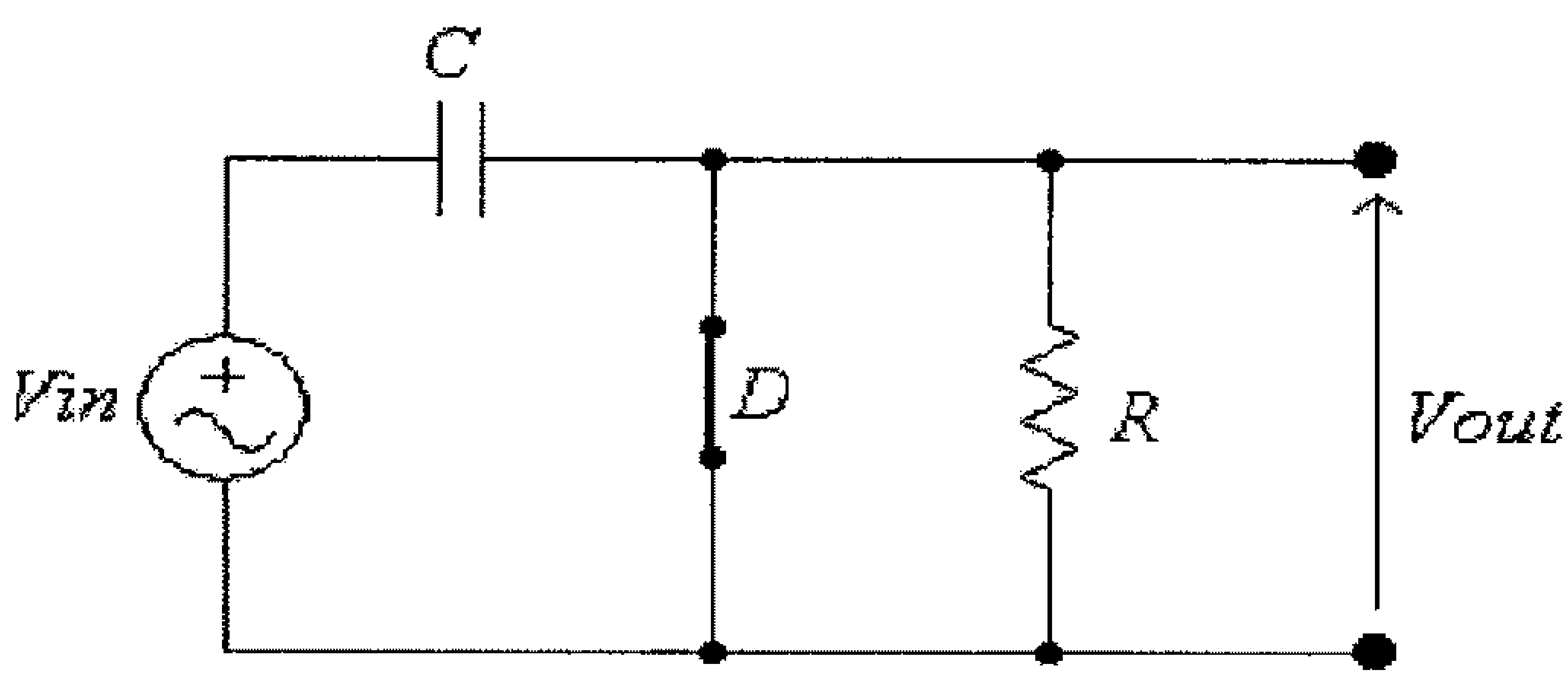
وتستخدم هذه الدوائر لإضافة (أو طرح) مركبة فولطية ثابتة الى الفولطية المدخلية.

الدائرة التالية تمثل دائرة Clamper بسيطة.



شكل (120)

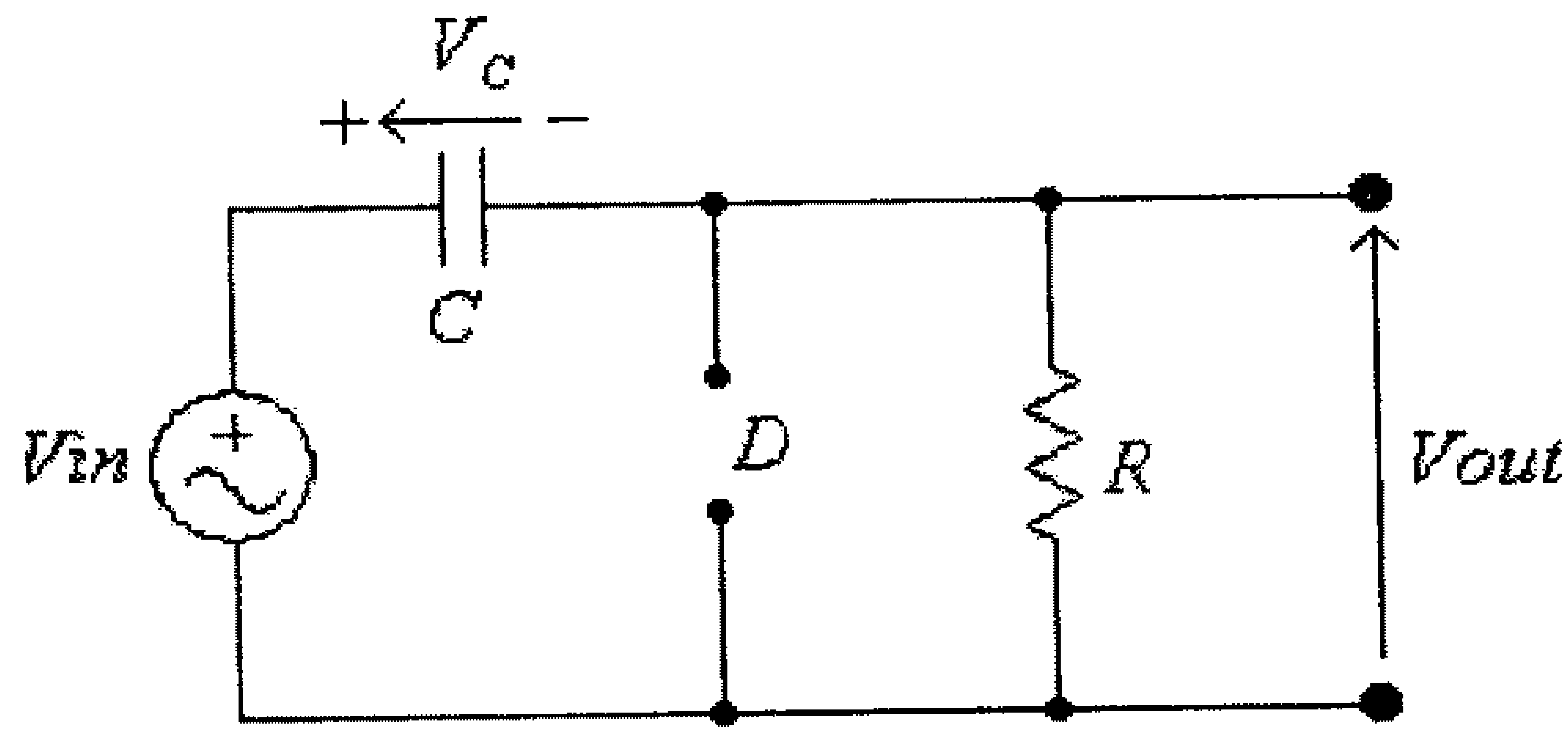
في هذه الدائرة، وفي الجزء الموجب من موجة الفولطية المدخلية يصبح الديود D في وضع on، وتكون الدائرة المكافئة هي:



شكل (121)

لذا يتم شحن المكثف الى القيمة القصوى للفولطية المدخلية.

في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية يصبح الديود في وضع off وتكون الدائرة المكافئة كما يلي:



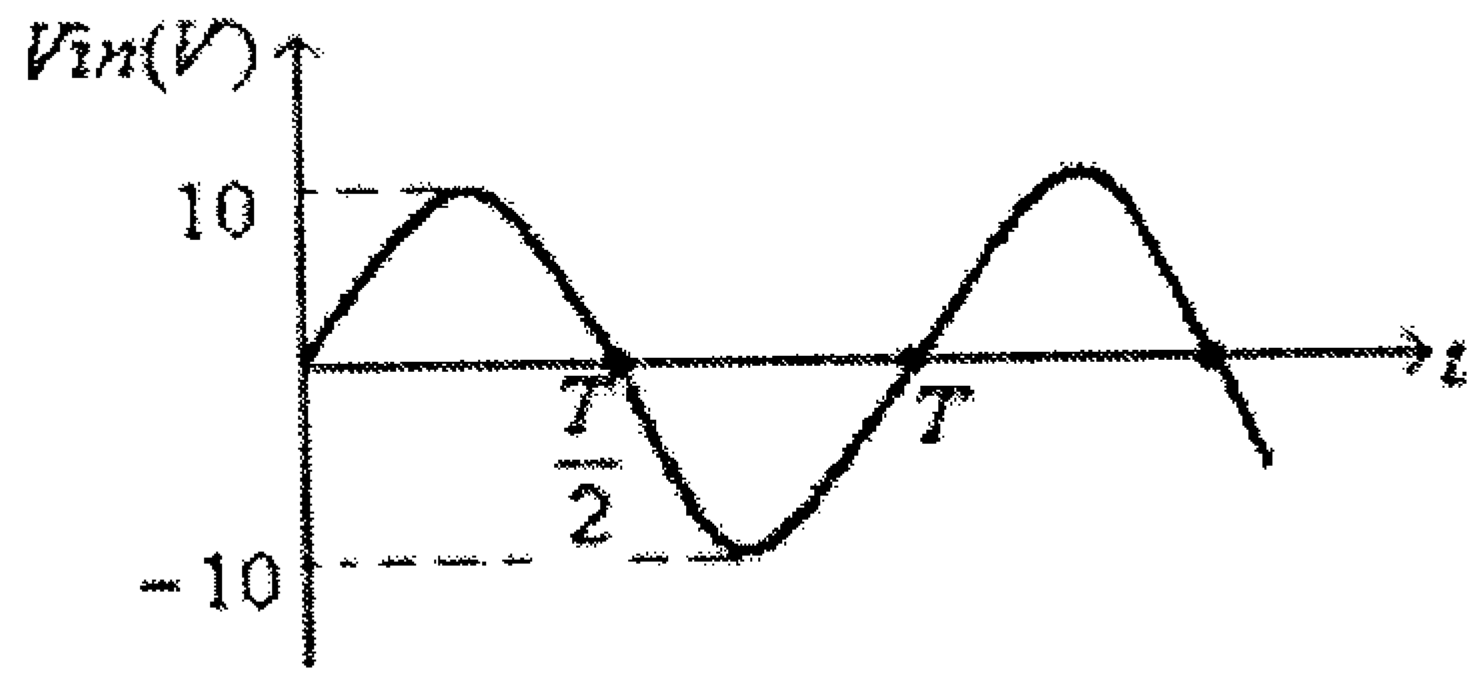
شكل (122)

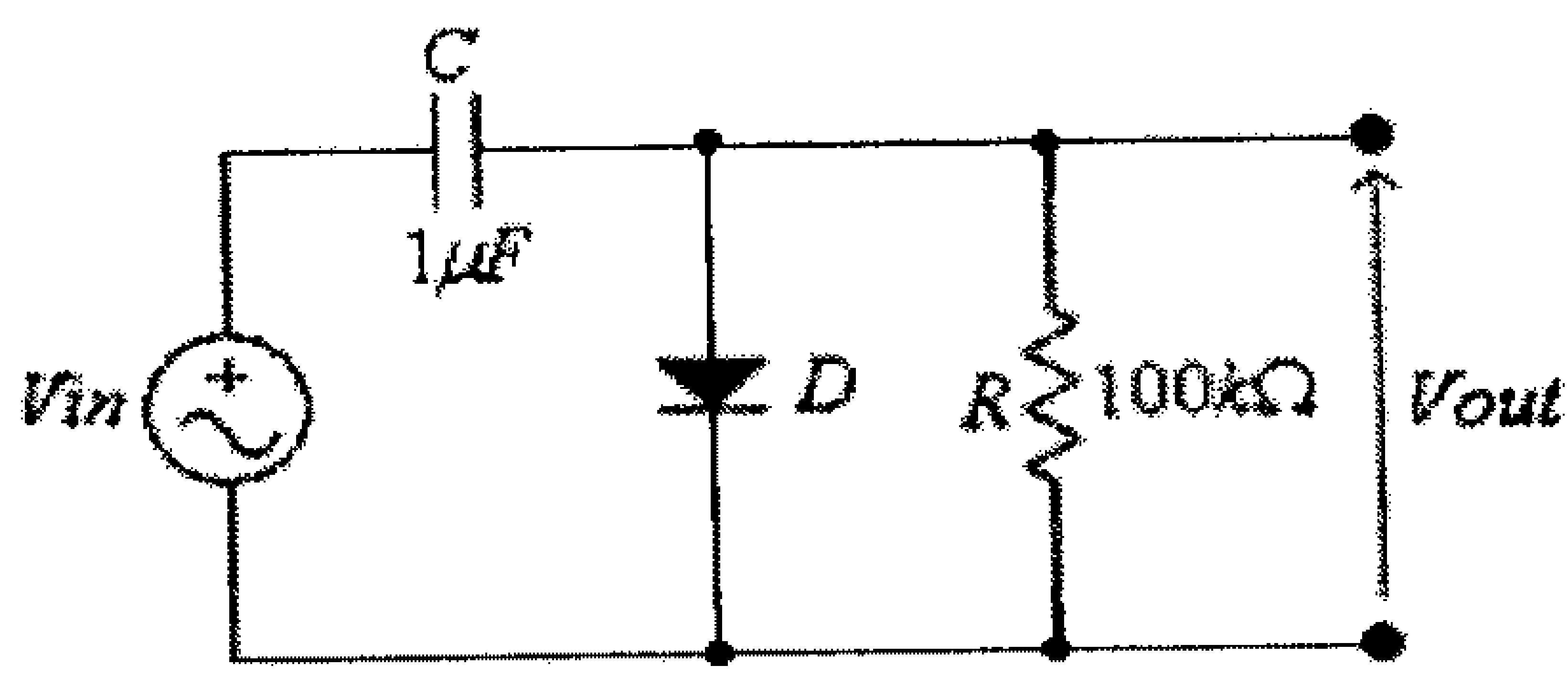
في هذه الدائرة:

$$Vout = Vin - V_C$$

وعادةً ما تكون سعة المكثف C كبيرة وذلك ليبقى فرق الجهد V_C ثابتاً، تقريباً، خلال دورة الفولطية المدخلية.

مثال(31): أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، إذا علمت أن $Vin = 10\sin(6500t)$، وأن الديود D مثالياً.





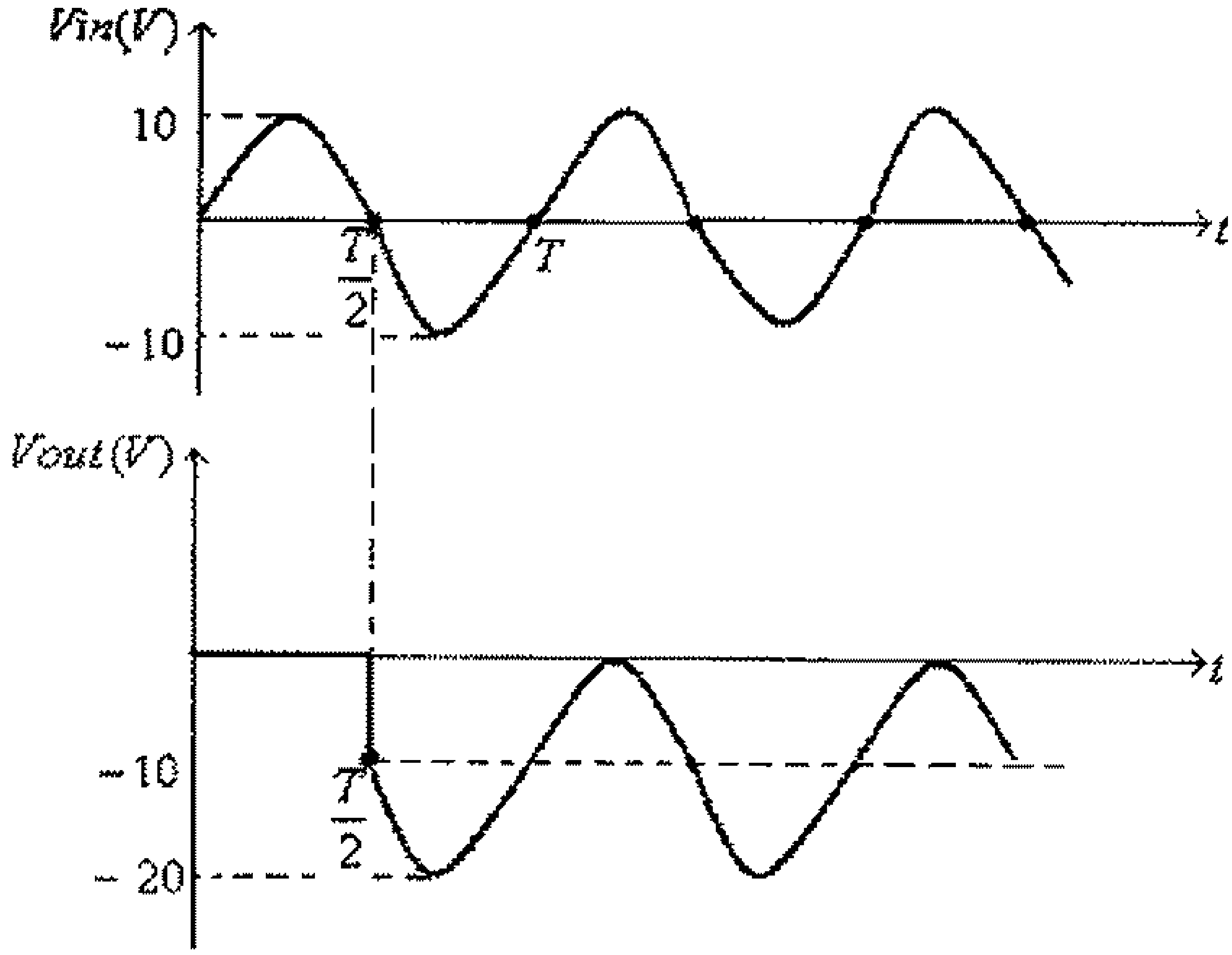
شكل (123)

في الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية (في الفترة $0 < t < \frac{T}{2}$) يكون الديود في وضع on ويتم شحن المكثف الى القيمة العظمى لموجة الفولطية المدخلية Vm والتي تساوي $10V$.

في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية (في الفترة $\frac{T}{2} < t < T$) يكون الديود في وضع off، ويكون:

$$Vout = Vin - Vm = 10\sin(6500t) - 10$$

الشكل التالي يبين موجة الفولطية المخرجية:



شكل (124)

لاحظ ما يلي:

1) في النصف الأول لموجة الفولطية المدخلية تكون الفولطية المخرجية تساوي صفراً، لأن الديود يكون في وضع on.

2) الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى لموجة الفولطية المدخلية يساوي الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى لموجة الفولطية المخرجية. فلموجة الفولطية المدخلية فإن الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى هو:

$$10 - (-10) = 20V$$

ولموجة الفولطية المخرجية فإن الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى هو:

$$0 - (-20) = 20V$$

3) تردد موجة الجهد المدخلي هو:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{6500}{2\pi} = 1035 Hz.$$

وزمن الدورة لموجة الجهد المدخلي هو:

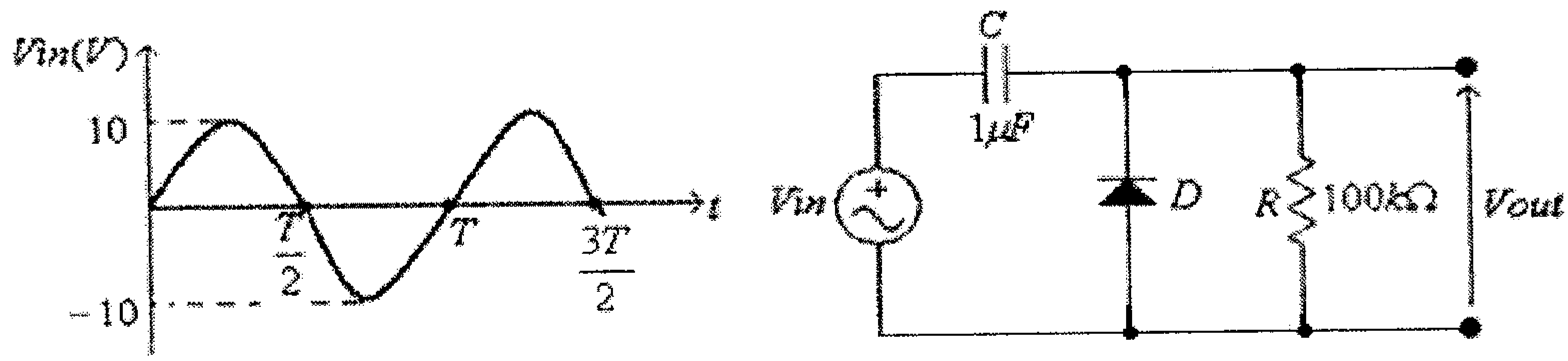
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1035} \approx 0.000967 s = 0.967 ms.$$

بينما الثابت الزمني (time constant) لدائرة تفريغ المكثف هو:

$$\tau = R.C = 1x10^{-6}(100x10^{3}) = 0.1s = 100ms.$$

لاحظ أن الثابت الزمني لدائرة تفريغ المكثف أكبر كثيراً من زمن الدورة لموجة الجهد المدخلي وهذا يعني أن فرق الجهد بين طرفي المكثف سيبقى ثابتاً تقريباً في النصف السالب لموجة الجهد المدخلي.

مثال (32) : أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، إذا علمت أن $Vin = 10\sin(6500t)$، وأن الديود D مثالياً.



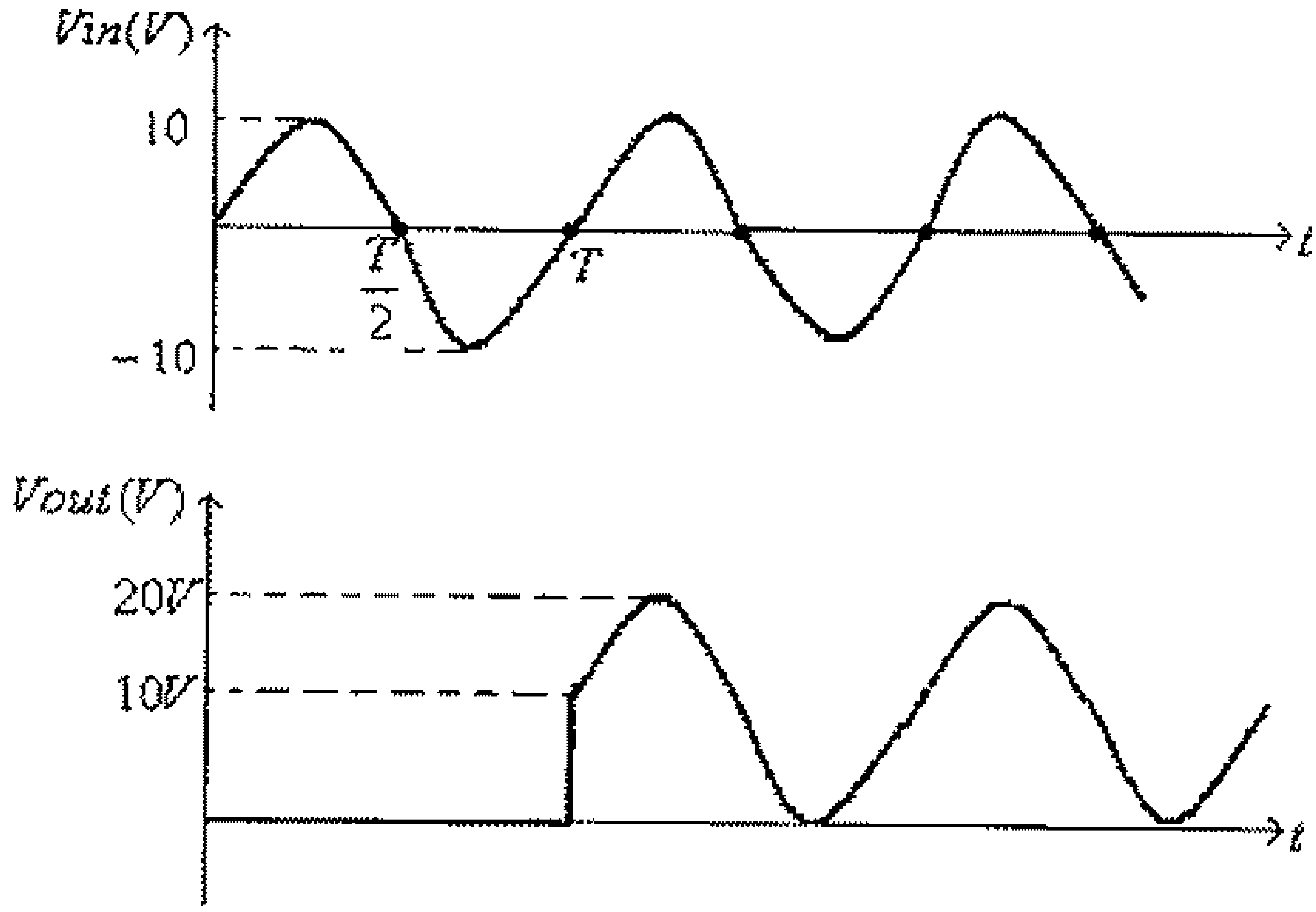
شكل (125)

في النصف الأول لموجة الفولطية المدخلية (في الفترة $0 < t < \frac{T}{2}$) يكون الديود في وضع off ولا يتم شحن المكثف، بينما في النصف الثاني لموجة الفولطية المدخلية يصبح الديود في وضع on ويتم شحن المكثف الى القمة السفلى لموجة الجهد المدخلي ($-10V$).

في الفترة ($T < t < \frac{3T}{2}$) يكون الديود في وضع off، ويكون:

$$Vout = Vin + Vm = 10\sin(6500t) + 10$$

الشكل أناه يبين موجة الفولطية المخرجية:



شكل (126)

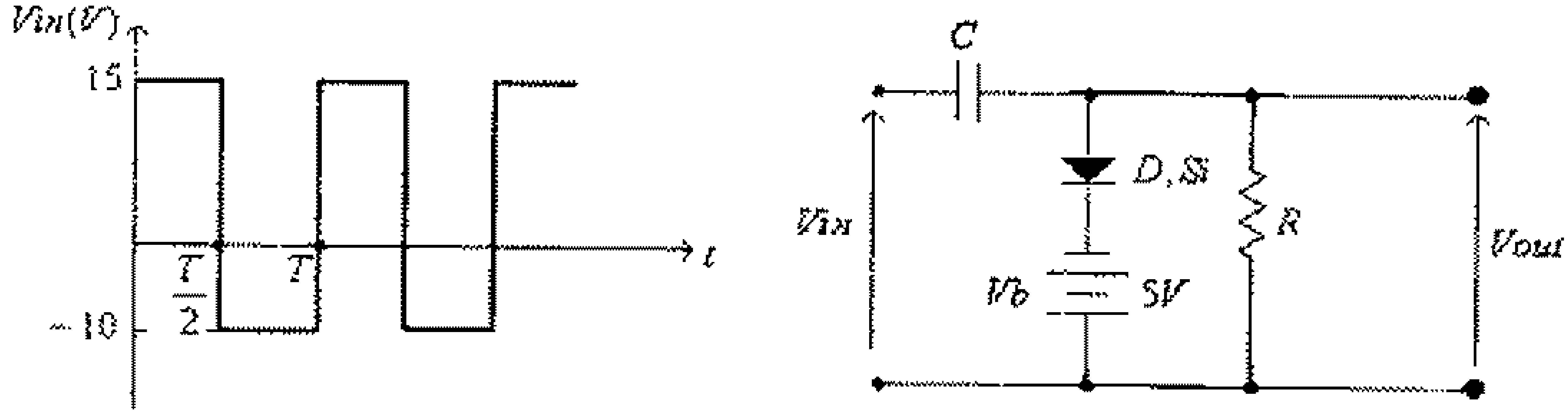
لاحظ أن الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى في موجة الفولطية المدخلية تساوي تلك لموجة الفولطية المخرجية، فلموجة الفولطية المدخلية فإن الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى هو:

$10-(-10)=20V$

ولموجة الفولطية المخرجية فإن الفرق بين القيمتين العظمى والصغرى هو:

$20-0=20V$

مثال (33): أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، إذا علمت أن الديود D سيليكونياً وأن الثابت الزمني $\tau=RC$ كبير جداً.



شكل (127)

الحل:

في الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود في وضع on، لذا فإن:

$$Vin - V_C - V_T + Vb = 0$$

أي أن القيمة القصوى لفولطية المكثف هي:

$$V_C = Vin_{\max} - V_T + Vb = 15 - 0.7 + 5 = 19.3V$$

وكذلك:

$$Vout - V_T + Vb = 0$$

ومنها:

$$Vout = V_T - Vb = 0.7 - 5 = -4.3V$$

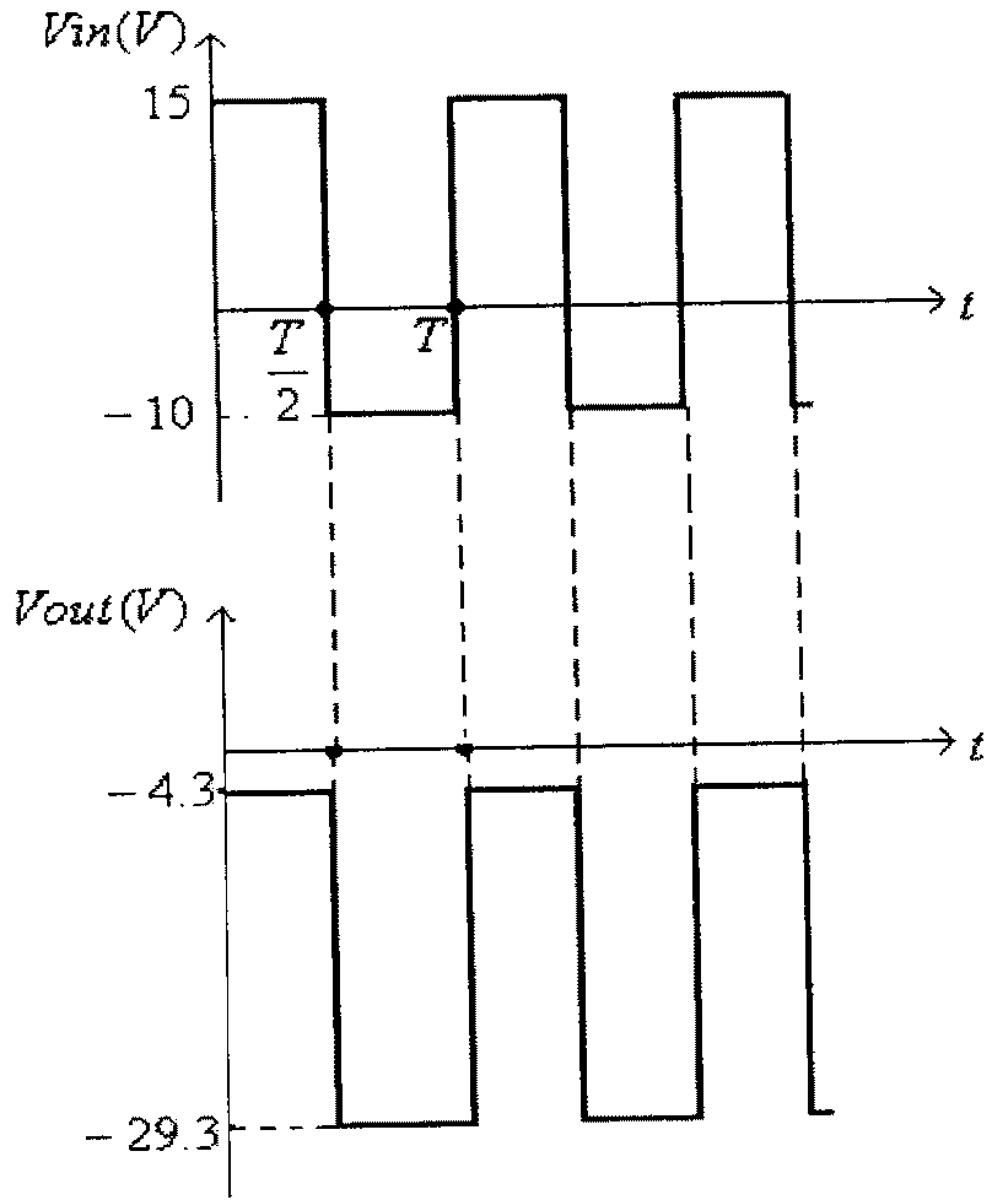
في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود في وضع off، ويكون:

$$Vin - V_C - Vout = 0$$

ومنها:

$$Vout = Vin - V_C = -10 - 19.3 = -29.3V$$

وبالتالي، فإن موجة الفولطية المخرجية هي كما في الشكل التالي.



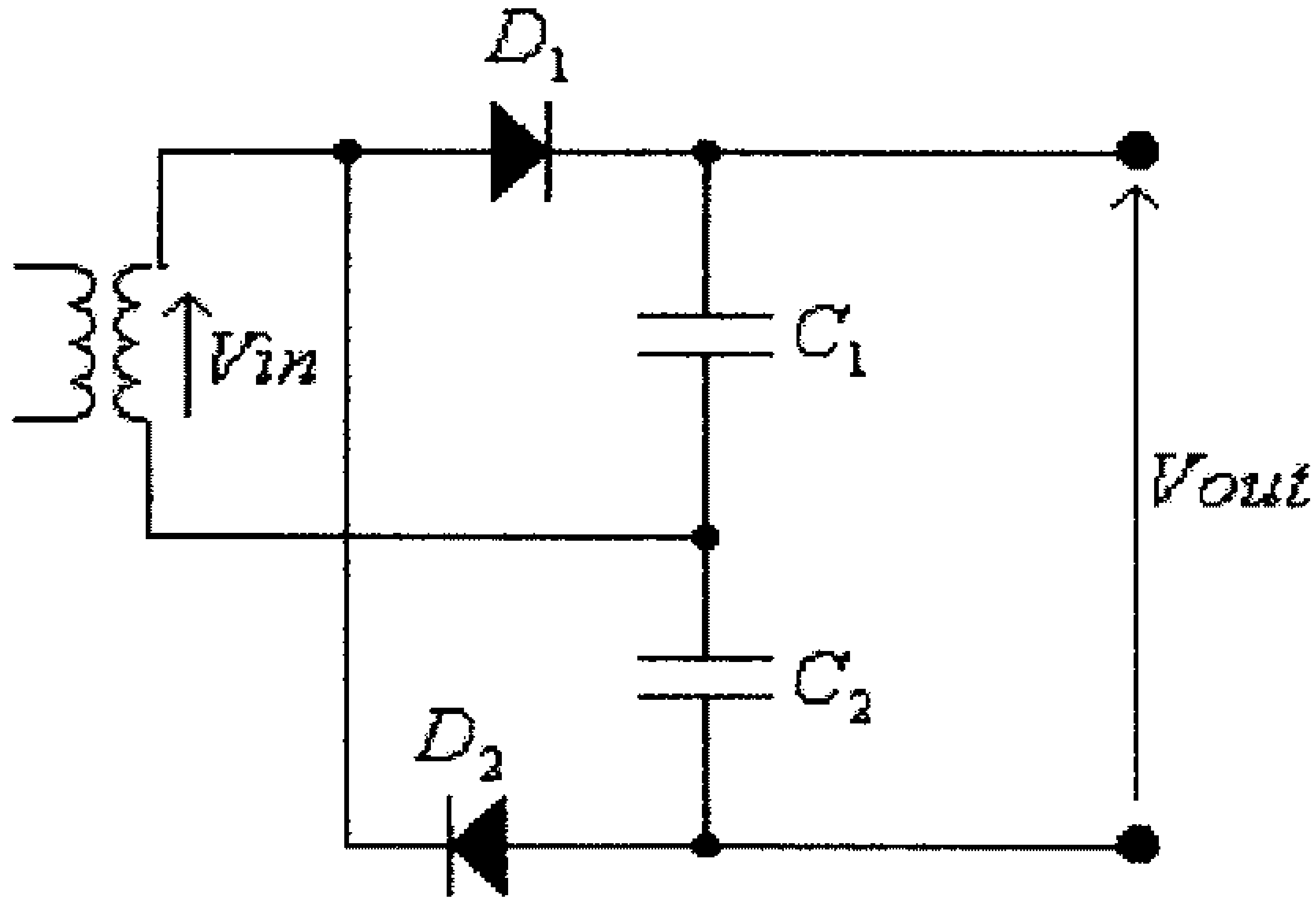
شكل (128)

2.9 دوائر مضاعفة الفولطية (Voltage-multiplier Circuits)

تستخدم هذه الدوائر لإنتاج فولطيات عالية قيمها مضاعفات القيمة القصوى للفولطية المدخلية، أي أن:

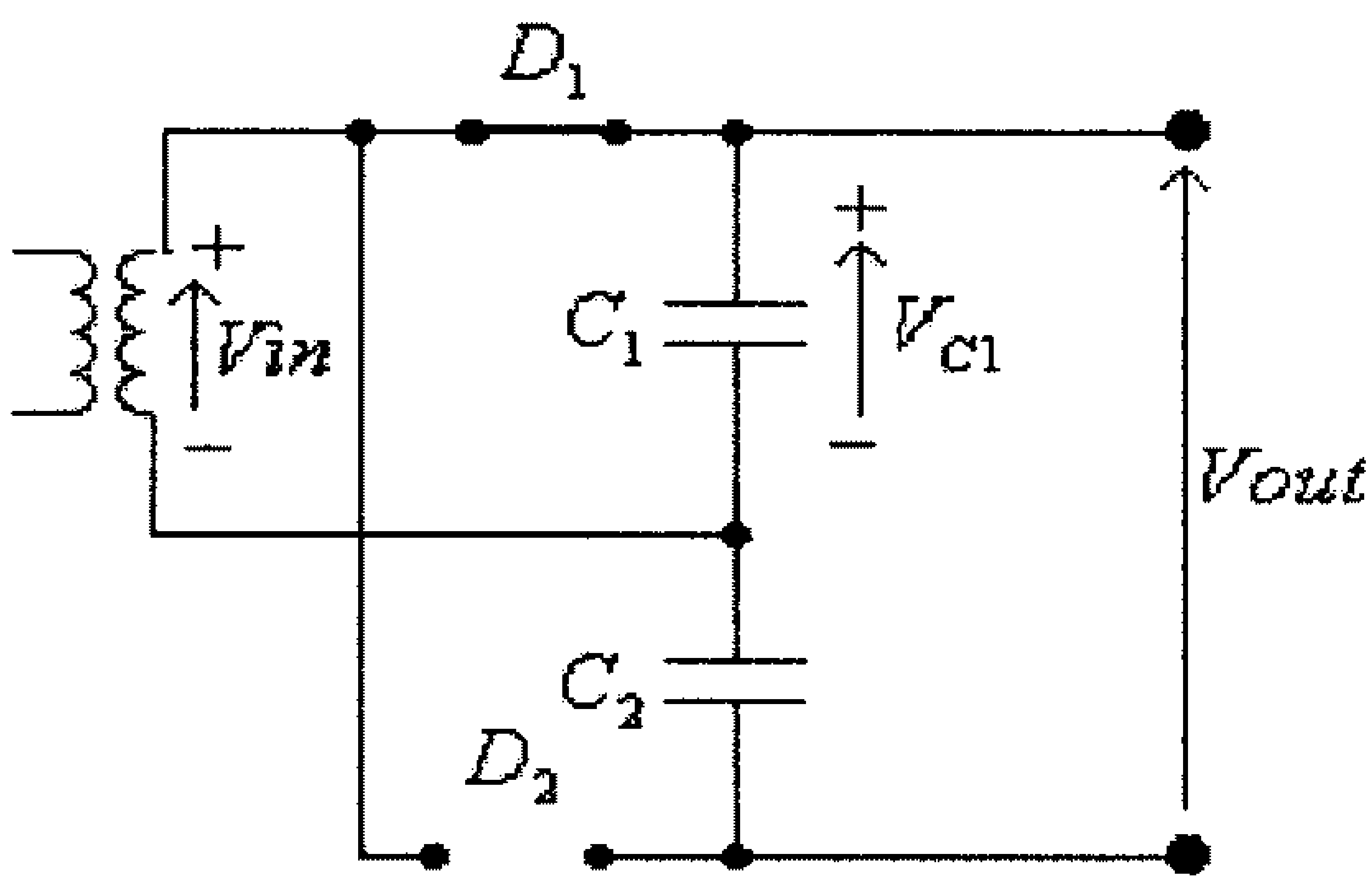
$$Vout = n.Vin_{(peak)}\ ; \qquad n = 2,3,4....$$

الدائرة التالية تنتج فولطية مخرجية قيمتها ضعف القيمة القصوى للفولطية المدخلية.



شكل (129)

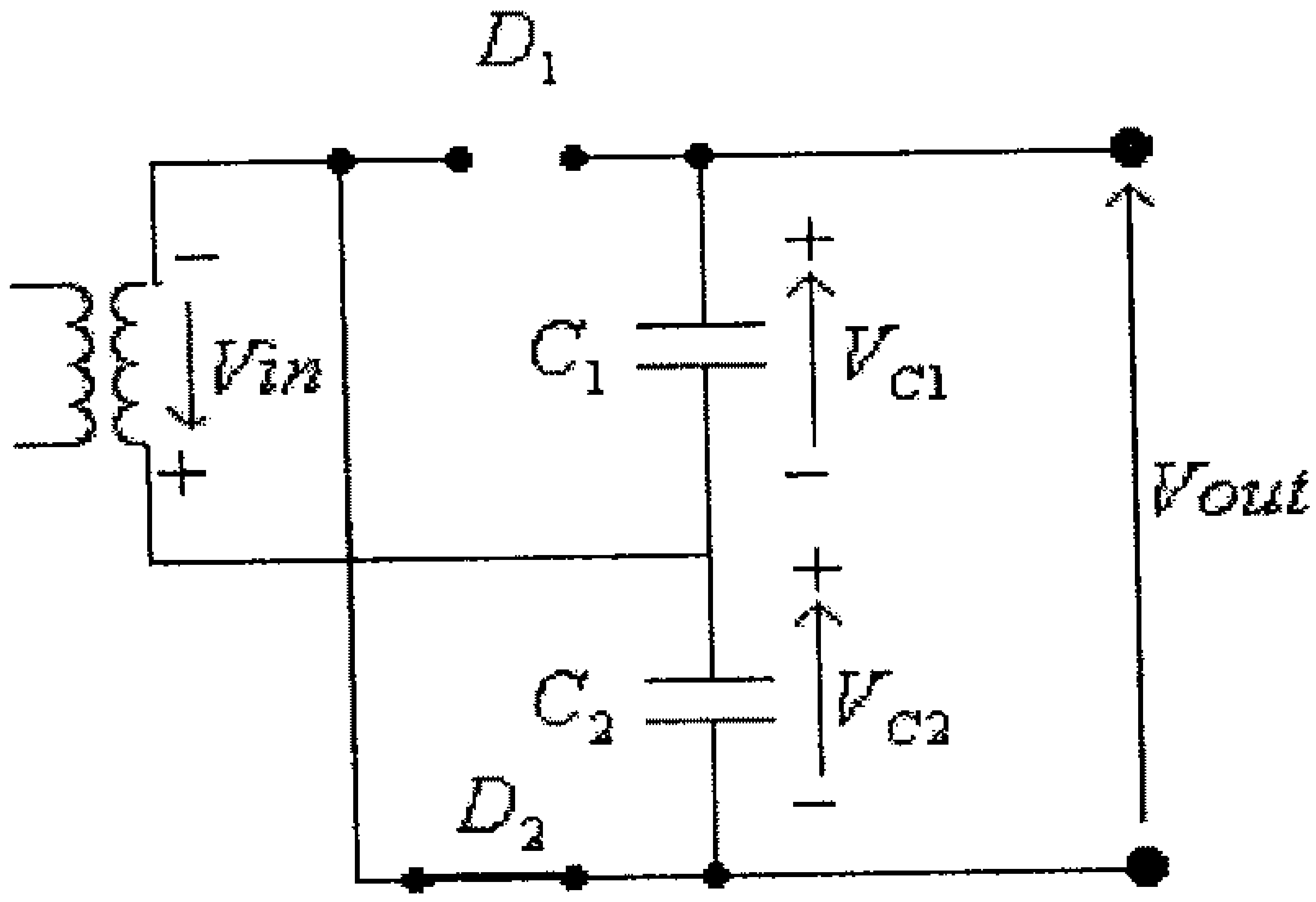
ففي النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود D_1 في وضع on والديود D_2 في وضع off وبالتالي فأن الدائرة المكافئة هي:



شكل (130)

في هذه الدائرة، وكما في حالة مقوم نصف الموجة، فأن المكثف سيتم شحنه الى القيمة القصوى للفولطية المدخلية، $Vin_{(peak)}$.

في النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود D_2 في وضع on والديود D_1 في وضع off وبالتالي فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (131)

ويتم أيضاً شحن المكثف C_2 الى القيمة القصوى للفولطية المدخلية، $Vin_{(peak)}$.

وبالتالي، فإن:

$$Vout = V_{C1} + V_{C2} = 2Vin_{(Peak)}$$

وفي حالة وجود حمل على مخرج هذه الدائرة فسيتم تغذيته من تيار تفريغ المكثفين C_1 و C_2 الموصولين على التوالي والذين يكافئين معاً مكثفاً قيمته:

$$C_{eq} = \frac{C_1.C_2}{C_1 + C_2}$$

وعادةً ما تكون مواسعة المكثفان C_1 و C_2 متساويتين،أي أن:

$$C_1 = C_2 = C$$

وبالتالي تكون:

$$C_{eq} = \frac{C}{2}$$

وبالعودة الى شكل (131) يمكن ايجاد فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود D_1 في حال كون الديود D_2 في وضع on (في النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية)، لتجد أن:

$$Vin + V_{C1} + V_{D1} = 0$$

ومنها:

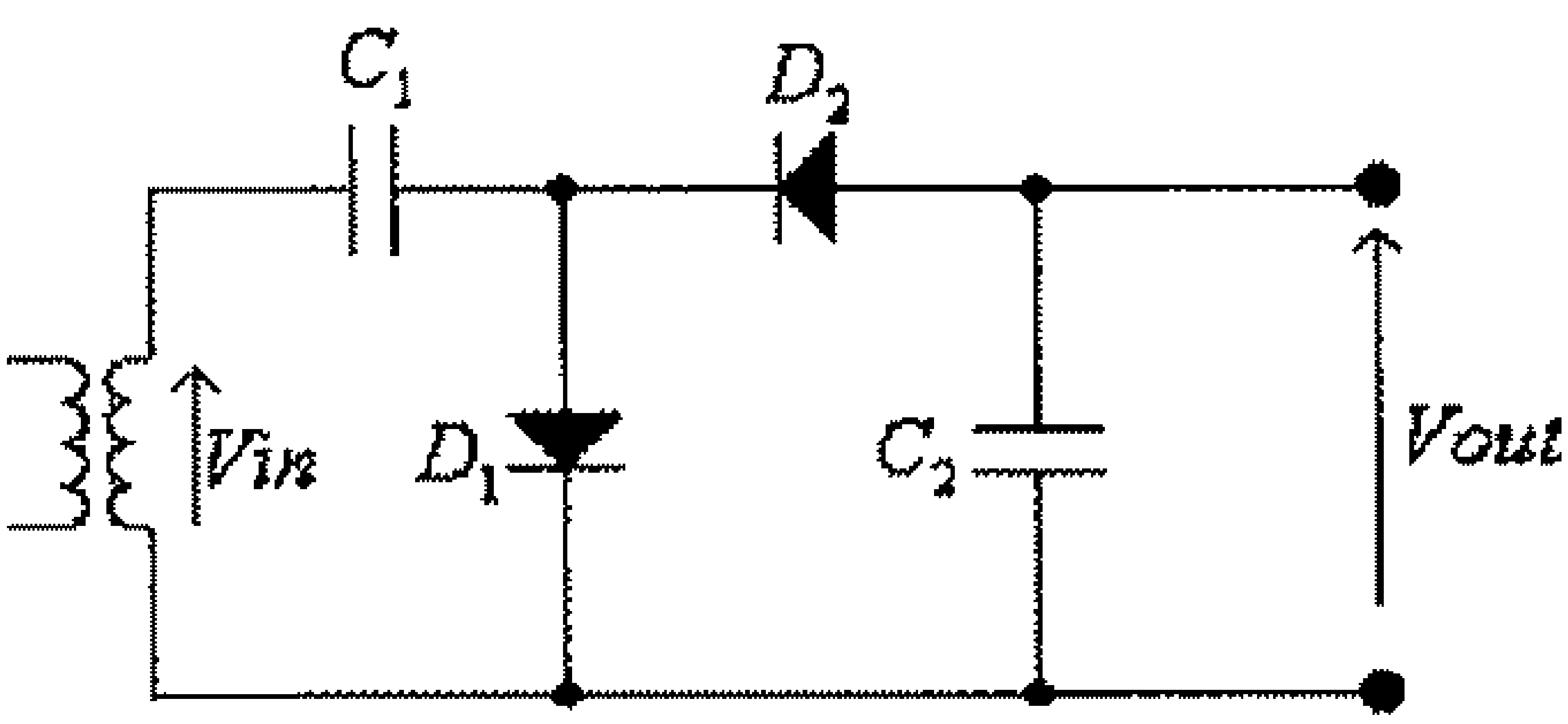
$$V_{D1} = -Vin - V_{C1}$$

والقيمة القصوى لهذه الفولطية (والتي يجب أن يتحملها الديود دون أن ينهار)، هي:

$$V_{D1} = -Vin_{(peak)} - V_{C1(peak)} = -2Vin_{(Peak)}$$

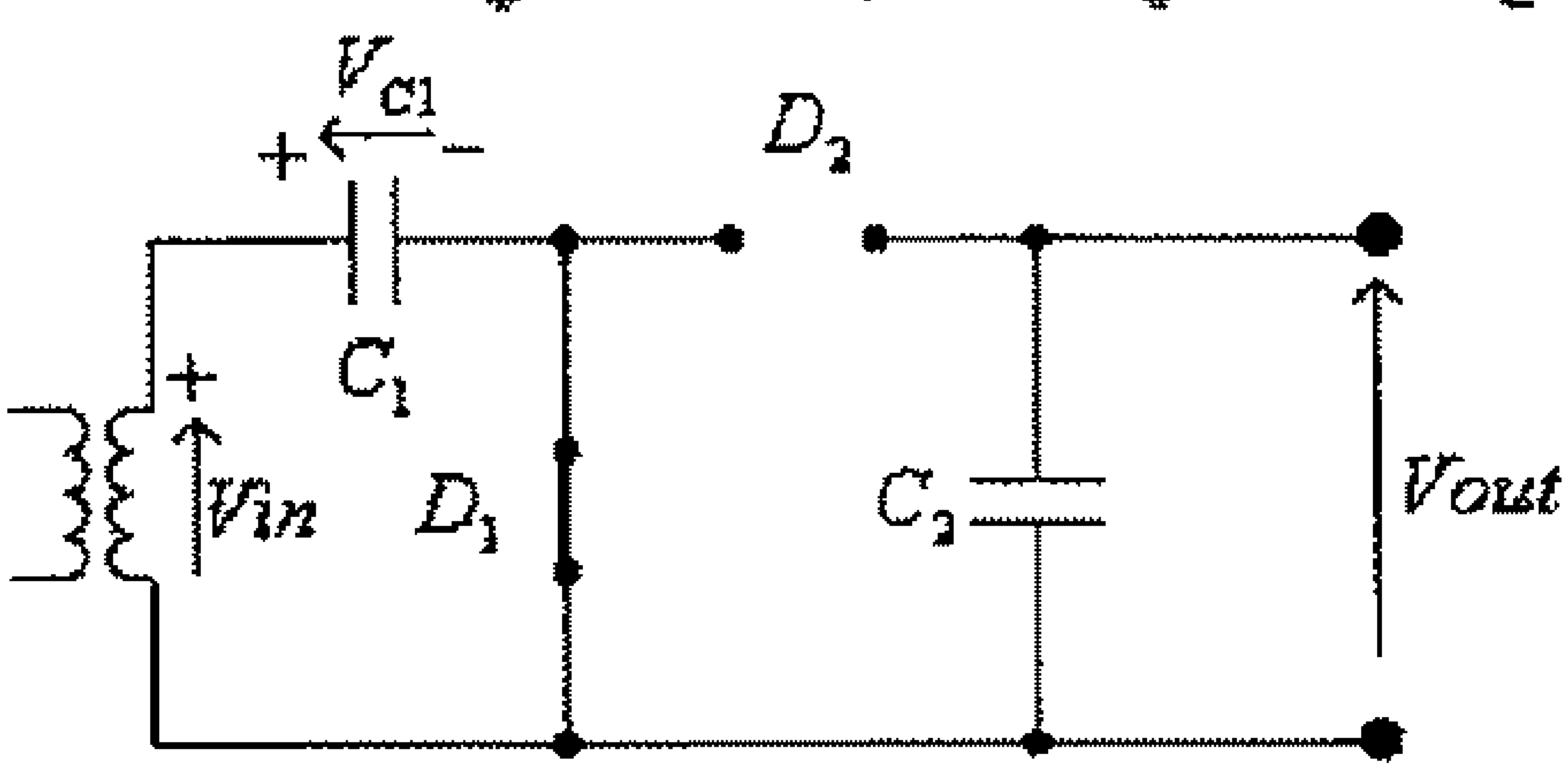
وحيث أنه، في هذه الدائرة، قد إستخدم نصفي موجة الفولطية المدخلية لإنتاج الفولطية المخرجية فإن هذه الدائرة تسمى مضاعف فولطية الموجة الكاملة (full-wave voltage doubler).

الشكل التالي يبين دائرة أخرى لمضاعف الفولطية تسمى مضاعف فولطية نصف موجة (half-wave voltage doubler).



شكل (132)

في هذه الدائرة وفي النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود D_1 في وضع on والديود D_2 في وضع off وبالتالي فأن الدائرة المكافئة هي:



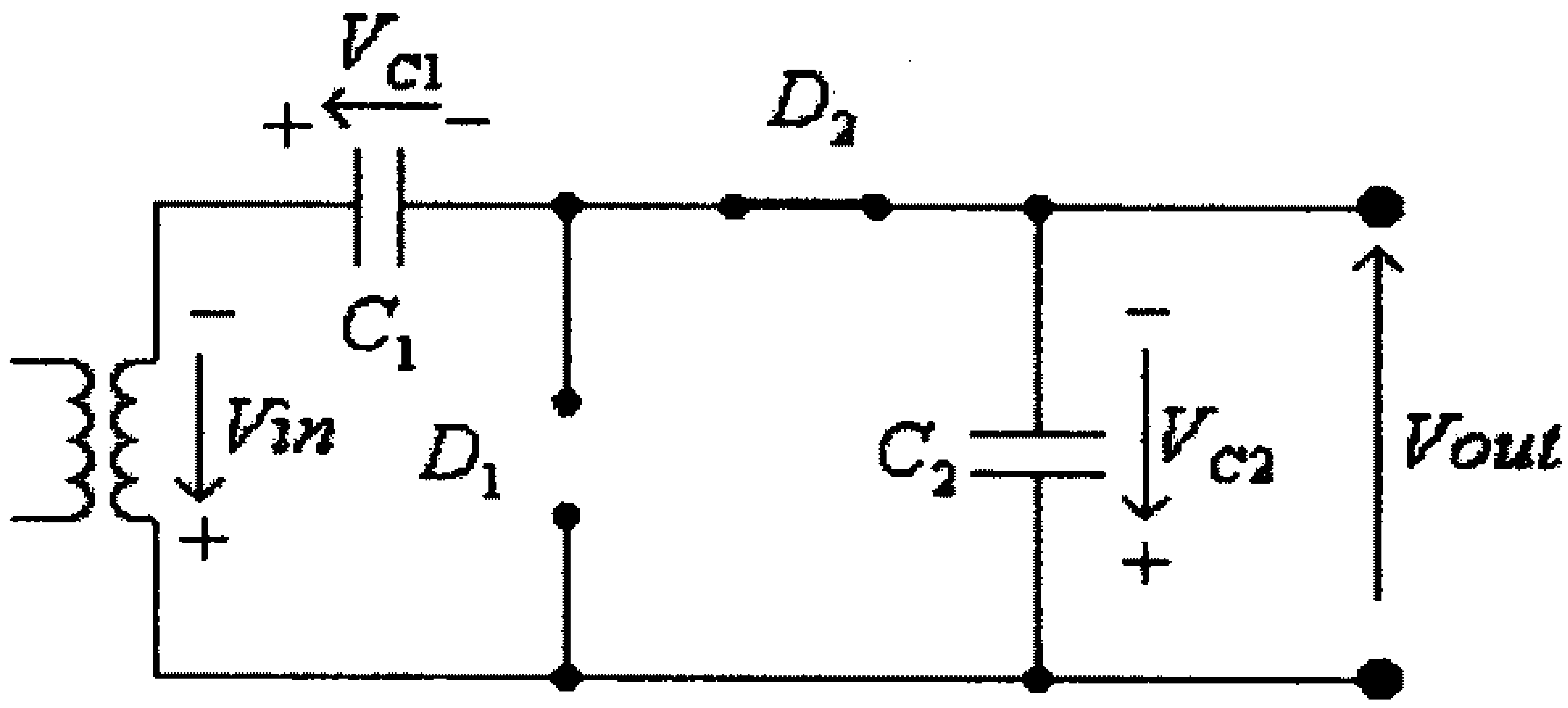
شكل (133)

في هذه الدائرة:

$$V_{C1} = Vin$$

أي أن المكثف C_1 سيتم شحنه الى القيمة القصوى للفولطية المدخلية.

في النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية يكون الديود D_2 في وضع on والديود D_1 في وضع off، والدائرة المكافئة هي:



شكل (134)

في هذه الدائرة:

$$V_{C1} + Vin - V_{C2} = 0$$

ومنها:

$$V_{C2} = V_{C1} + Vin$$

أي أن المكثف C_2 سيتم شحنه الى ضعف القيمة القصوى للفولطية المدخلية، أي أن:

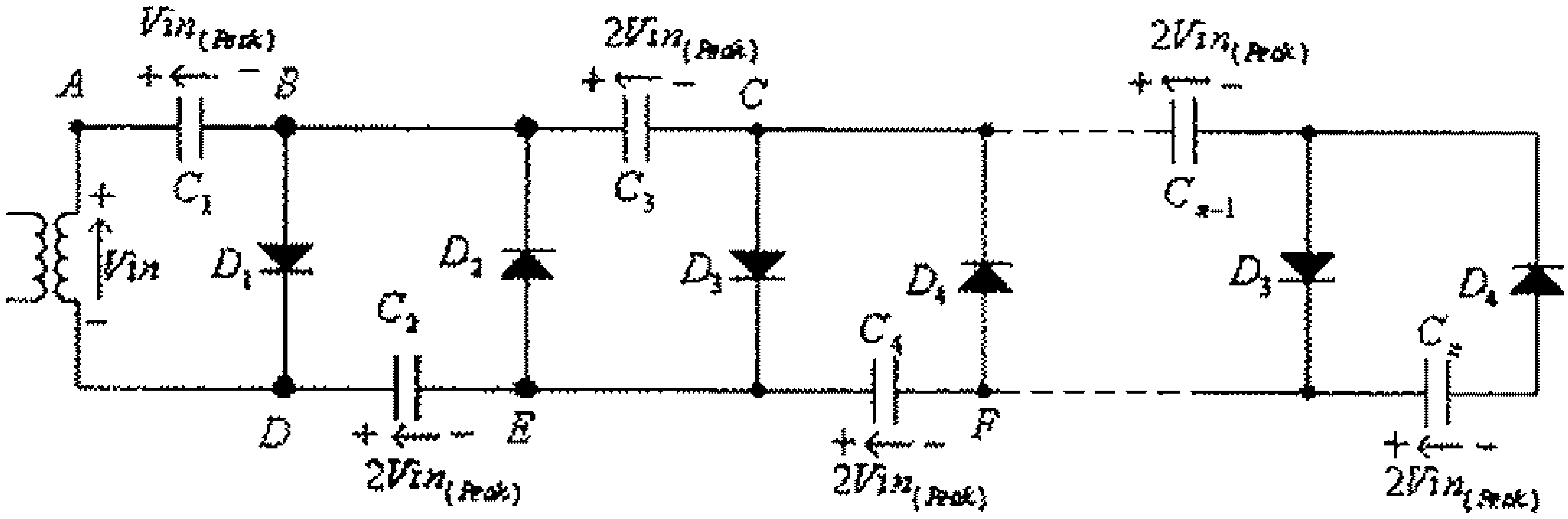
$$Vout = -V_{C2} = 2Vin_{(Peak)}$$

وفي حالة وجود حمل على مخرج هذه الدائرة فإنه سيتم تغذيته من تيار تفريغ المكثف C_2.

لاحظ أن فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود D_1 في حال كون الديود D_2 في وضع on (في النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية)، هو:

$$V_{D1} = V_{C2} = -2Vin_{(Peak)}$$

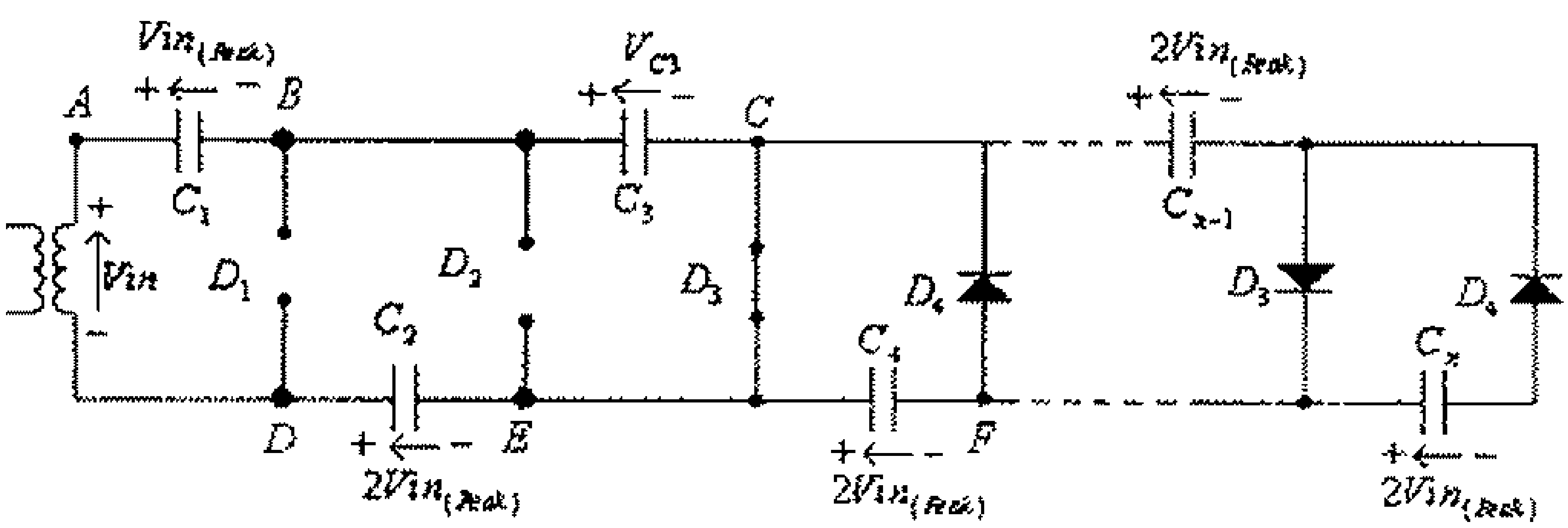
ويمكن باستخدام نفس طريقة ربط العناصر في دائرة مضاعف فولطية نصف الموجة السابق (half-wave voltage doubler) توسعة هذه الدائرة لإنتاج فولطيات مخرجية قيمها ثلاثة أضعاف أو أربعة أضعاف أو خمسة أضعاف .... وهكذا، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (135)

في هذه الدائرة، وكما تم شرحه سابقاً، فإن المكثف C_1 سيتم شحنه الى القيمة القصوى للفولطية المدخلية في النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية، وفي النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية ستم شحن المكثف C_2 الى ضعف القيمة القصوى للفولطية المدخلية.

وبعد ذلك، وفي النصف الموجب التالي لموجة الفولطية المدخلية، يصبح الديود D_3 في وضع on والديودان D_1 و D_2 في وضع off لتصبح الدائرة المكافئة كما يلي:



شكل (136)

في هذه الدائرة:

$$Vin - V_{C1} - V_{C3} + V_{C2} = 0$$

ومنها:

$$V_{C3} = Vin - V_{C1} + V_{C2}$$

والقيمة القصوى التي سيشحن لها المكثف C_3 هي:

$$V_{C3(Peak)} = Vin_{(Peak)} - V_{C1(Peak)} + V_{C2(Peak)} = Vin_{(Peak)} - Vin_{(Peak)} + 2Vin_{(Peak)} = 2Vin_{(Peak)}$$

ويمكن بنفس الطريقة الإستنتاج أن باقي المكثفات في الدائرة سيتم شحنها الى القيمة $2Vin_{(Peak)}$.

لاحظ أن فرق الجهد العكسي بين طرفي أي ديود من ديودات الدائرة هو $2Vin_{(Peak)}$.

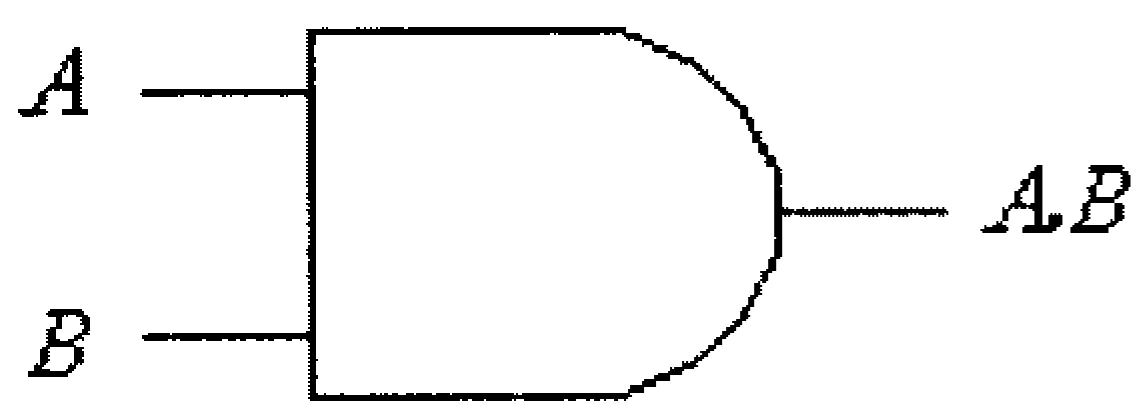
لاحظ كذلك، أنه:

- في الجهة العليا من هذه الدائرة، يمكن الحصول على فولطيات بمضاعفات فردية للقيمة القصوى للفولطية المدخلية، فبين النقطتين A و B فإن الفولطية تساوي $Vin_{(Peak)}$ وبين النقطتين A و C فإن الفولطية تساوي $3Vin_{(Peak)}$ ...وهكذا.
- في الجهة السفلى من هذه الدائرة، يمكن الحصول على فولطيات بمضاعفات زوجية للقيمة القصوى للفولطية المدخلية، فبين النقطتين D و E فإن الفولطية تساوي $2Vin_{(Peak)}$ وبين النقطتين D و F فإن الفولطية تساوي $4Vin_{(Peak)}$ ...وهكذا.

2.10 البوابات المنطقية (Logic Gates)

يمكن بإستخدام الديودات بناء بعض البوابات المنطقية البسيطة مثل بوابة AND وبوابة OR.

ومما يجب ذكره أن بوابة AND مخرجها عبارة صحيحة إذا كانت كل مداخلها عبارات صحيحة، أي هي شبيهة بحرف العطف العربي "و". الشكل التالي يبين رمز بوابة AND المنطقية بمدخلين.

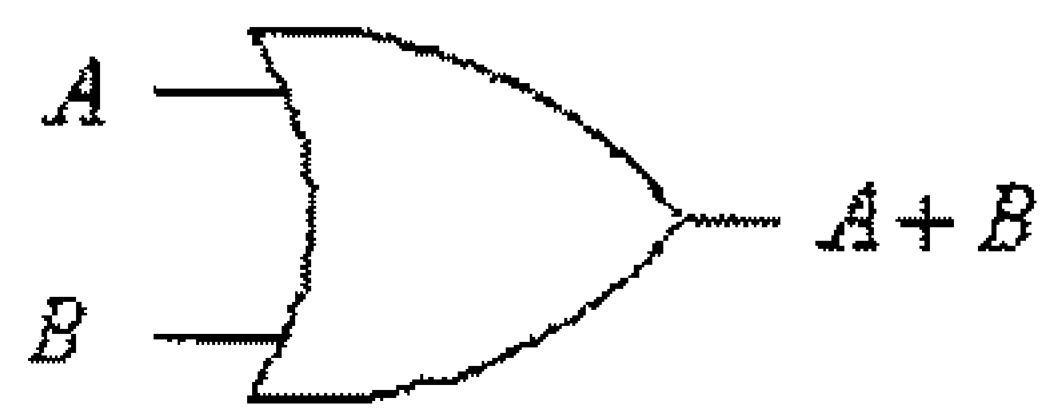


شكل (137)

وإذا رمزنا للعبارة المنطقية الصحيحة بالرقم (1) وللعبارة المنطقية الخاطئة بالرقم (0) فيمكن التعبير عن العملية المنطقية التي تنفذها هذه البوابة بجدول الحقيقة (truth table) التالي:

A	B	$A.B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

أما بوابة OR فمخرجها عبارة صحيحة إذا كان أحد مداخلها عبارة صحيحة، أي هي شبيهة بحرف العطف العربي "أو". الشكل التالي يبين رمز بوابة OR المنطقية بمدخلين.



شكل (138)

وجدول الحقيقة (truth table) لهذه البوابة هو:

A	B	$A+B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

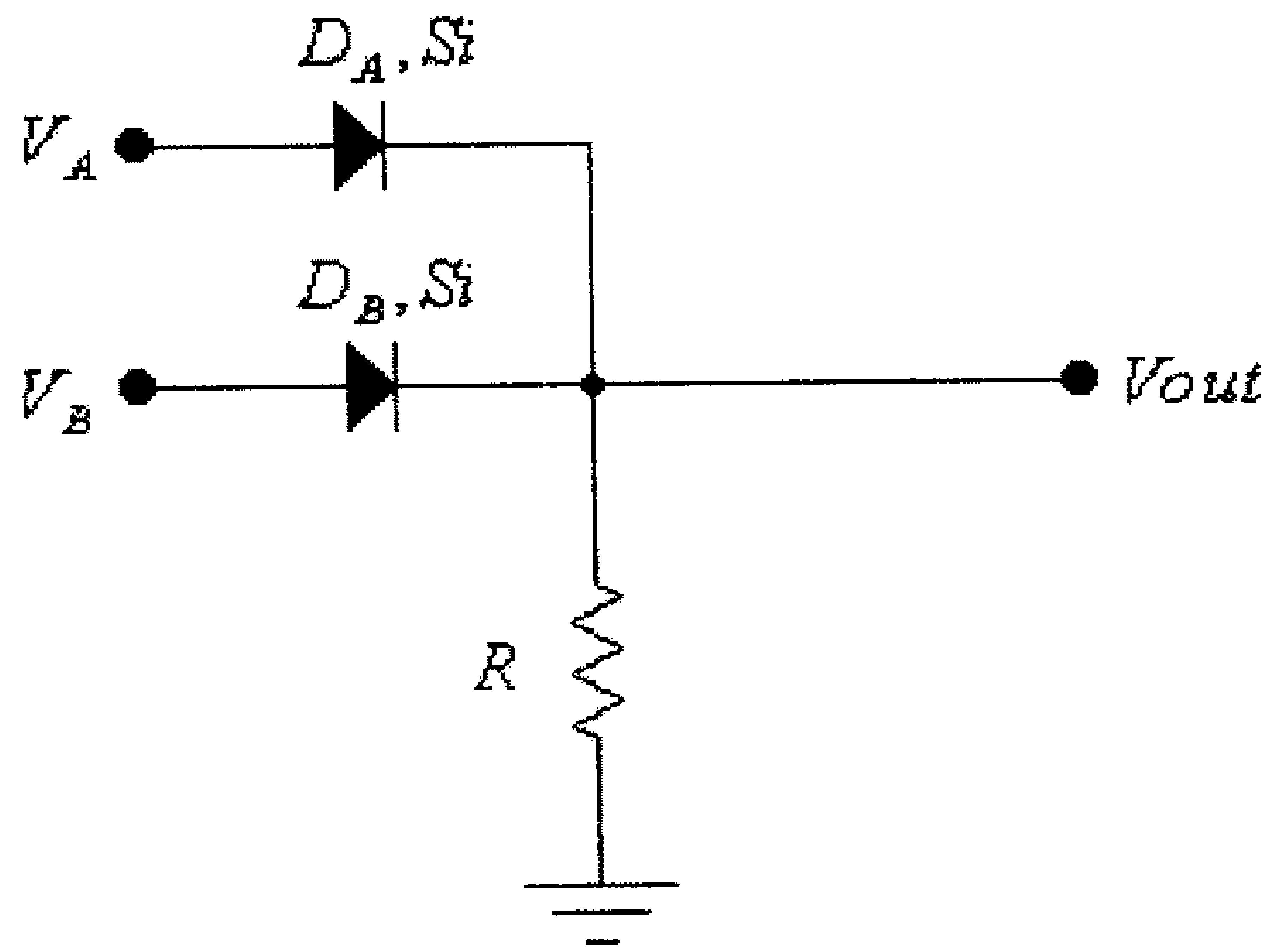
ولمّا كانت المعلومات في الدوائر الالكترونيه يتم التعبير عنها بقيم الجهود فإنه عادة ما يتم وصف نوعين من المنطق وهما:

- المنطق الموجب (positive logic) وهو المنطق الذي تعني العبارة الصحيحة فيه جهداً مرتفعاً والعبارة الخاطئة جهداً منخفضاً.

– المنطق السالب (negative logic) وهو المنطق الذي تعني العبارة الصحيحة فيه جهداً منخفضاً والعبارة الخاطئة جهداً مرتفعاً.

البوابة المنطقية OR

الدائرة التالية تمثل البوابة OR المنطقية بمفهوم المنطق الموجب.



شكل (139)

1) في هذه الدائرة وعندما يكون:

$$V_A = 0$$
$$V_B = 0$$

فإن:

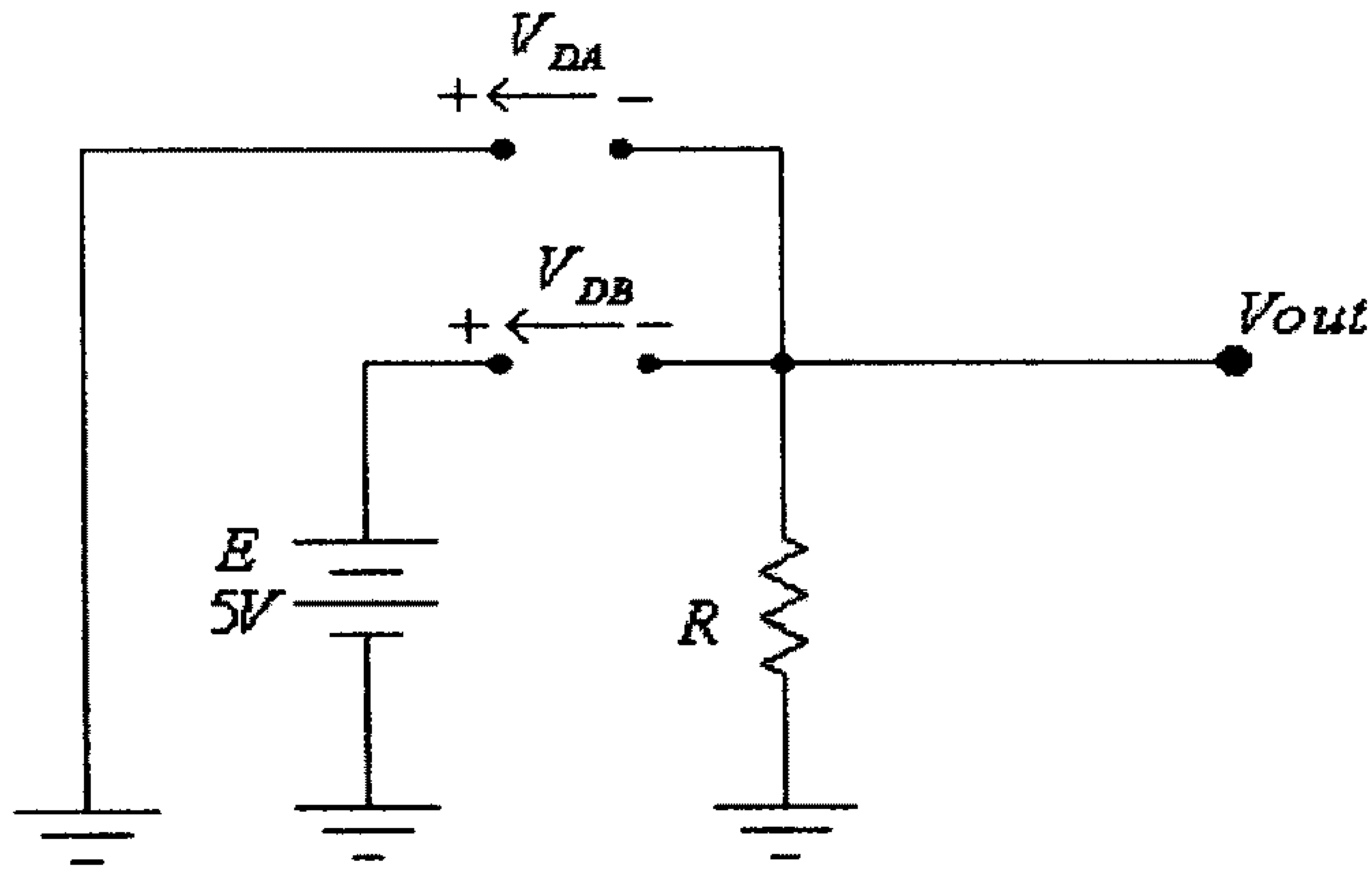
$$Vout = 0$$

وذلك لعدم وجود أي مصدر للطاقة (مصدر جهد أو مصدر تيار) في هذه الدائرة.

2) عند:

$$V_A = 0$$
$$V_B = 5V$$

فإنه يمكننا تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية (والتي فيها كل من الديودين بوضع off):



شكل (140)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DB} = 0$$

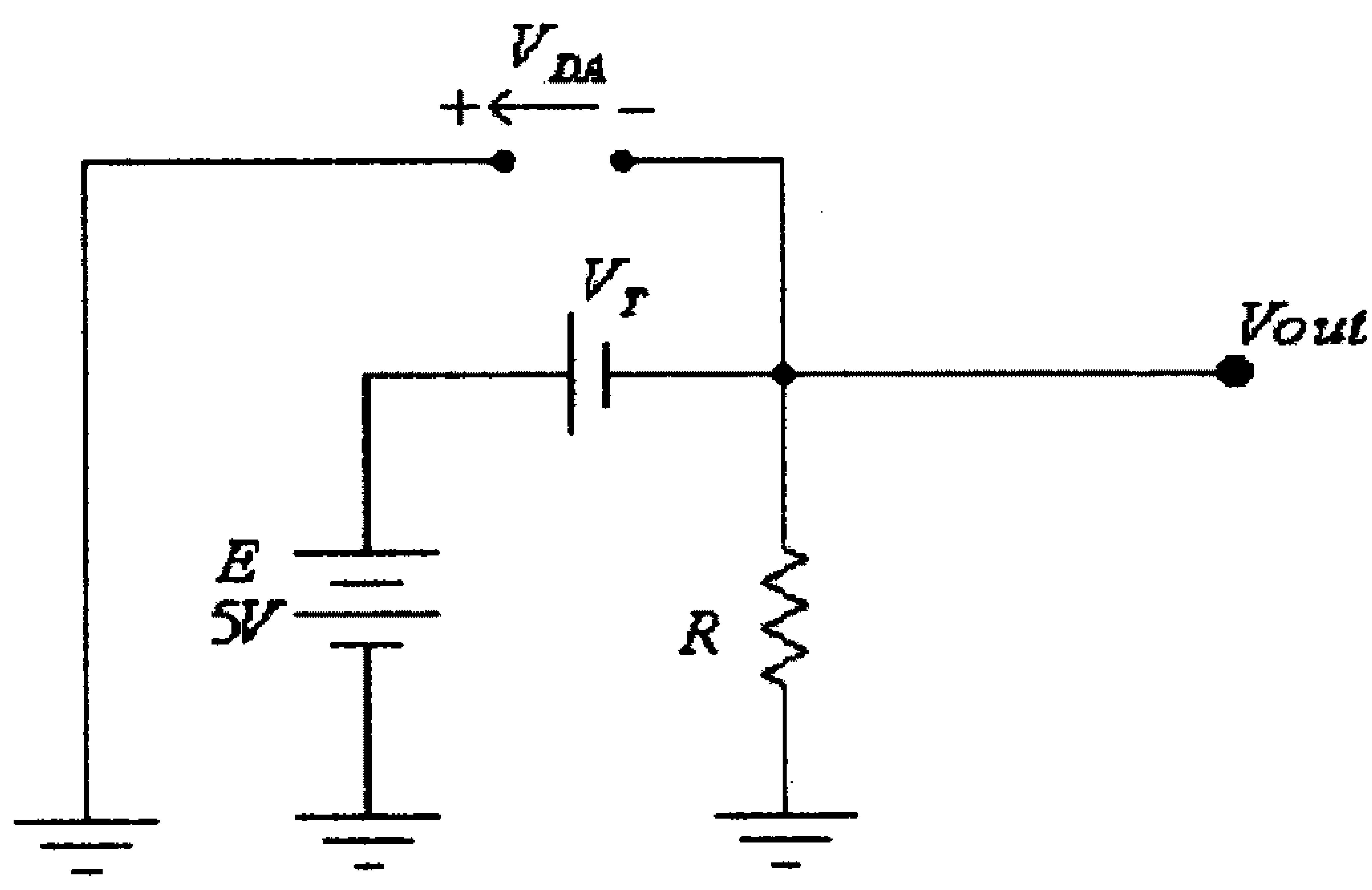
ومنها:

$$V_{DB} = E = 5V > V_T$$

ولكن:

$$V_{DA} = 0 < V_T$$

أي أن الديود D_A في وضع off والديود D_B في وضع on، وبالتالي فإن الدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (141)

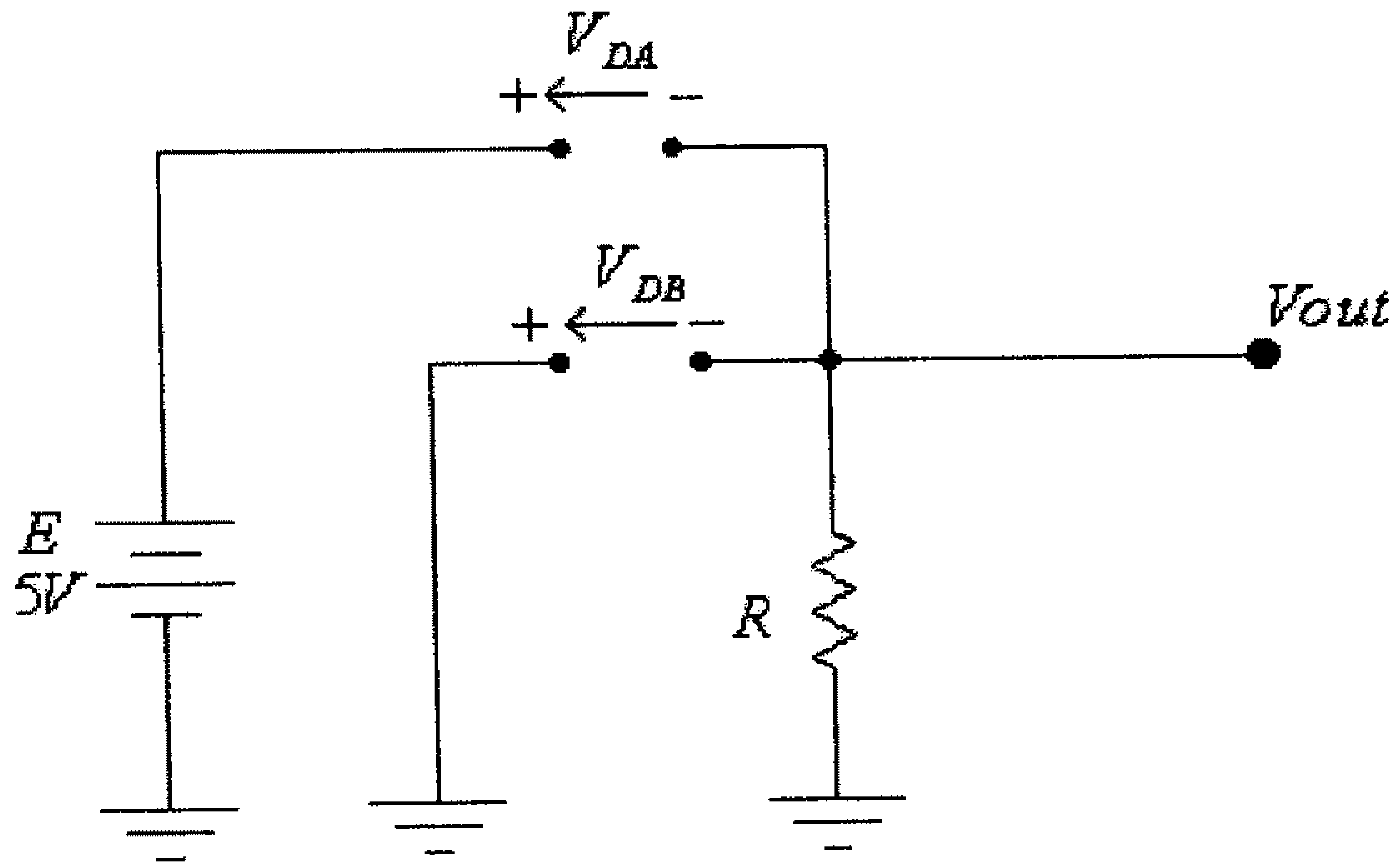
في هذه الدائرة:

$$Vout = E - V_T = 5 - 0.7 = 4.3V$$

3) عند:

$$V_A = 5V$$
$$V_B = 0$$

فإنه يمكننا، وكما تم سابقاً، تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية:



شكل (142)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DA} = 0$$

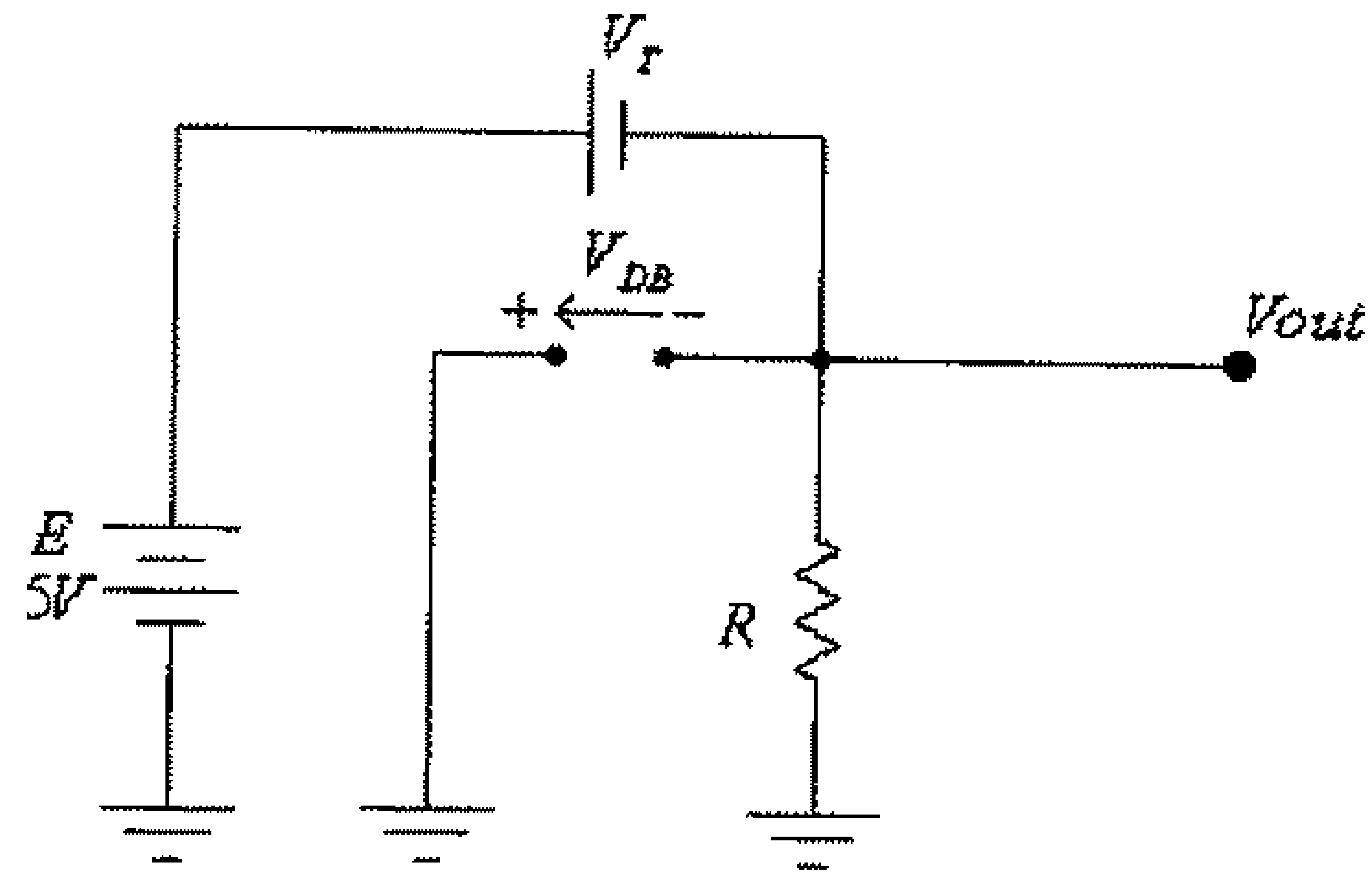
ومنها:

$$V_{DA} = E = 5V > V_T$$

ولكن:

$$V_{DB} = 0 < V_T$$

أي أن الديود D_A في وضع on والديود D_B في وضع off، وبالتالي فأن الدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (143)

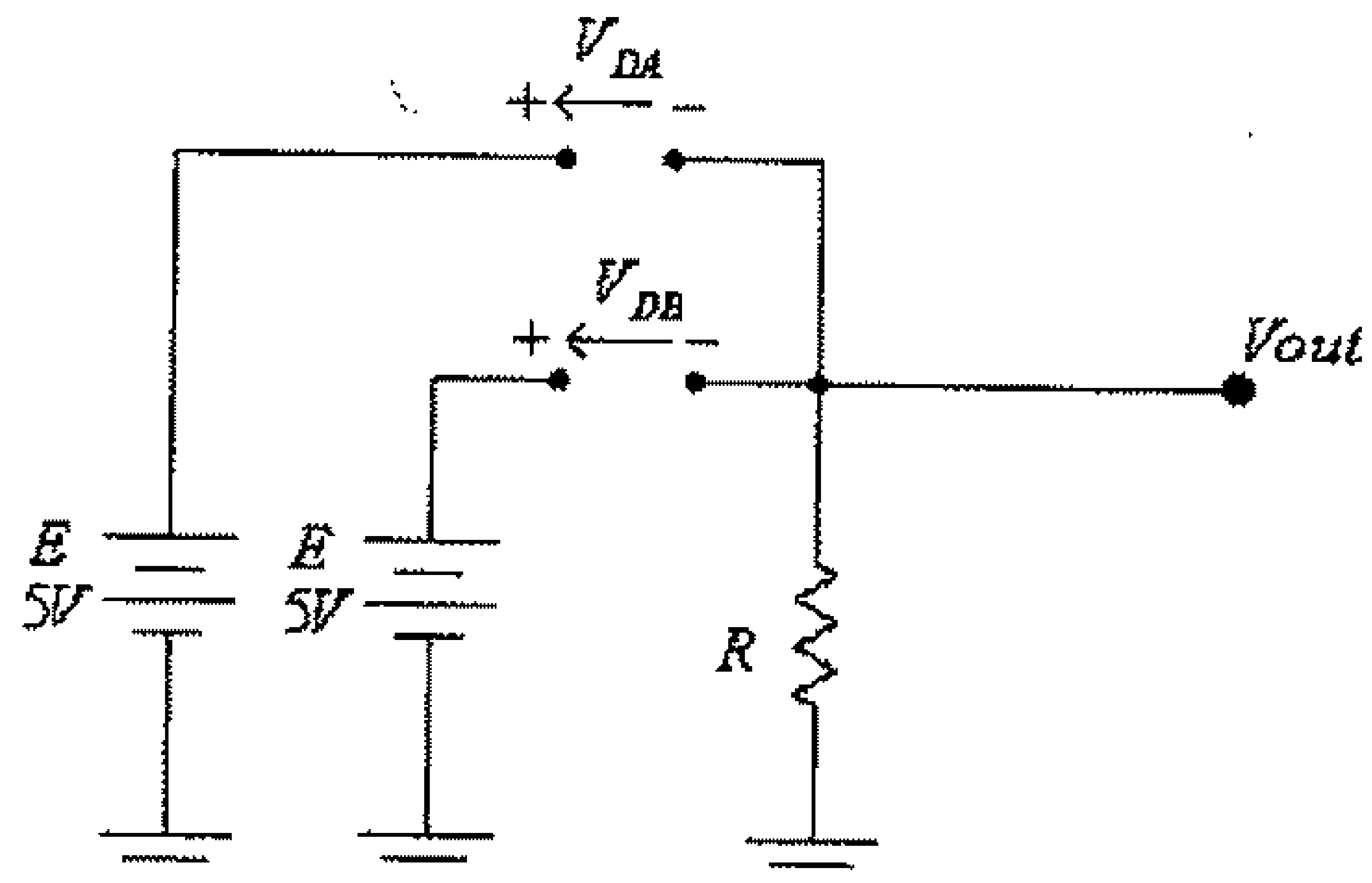
في هذه الدائرة:

$$Vout = E - V_{\gamma} = 5 - 0.7 = 4.3V$$

4) عند:

$$V_A = 5V$$
$$V_B = 5V$$

فإنه يمكننا أيضاً تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية:



شكل (144)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DA} = 0$$

ومنها:

$$V_{DA} = E = 5V > V_T$$

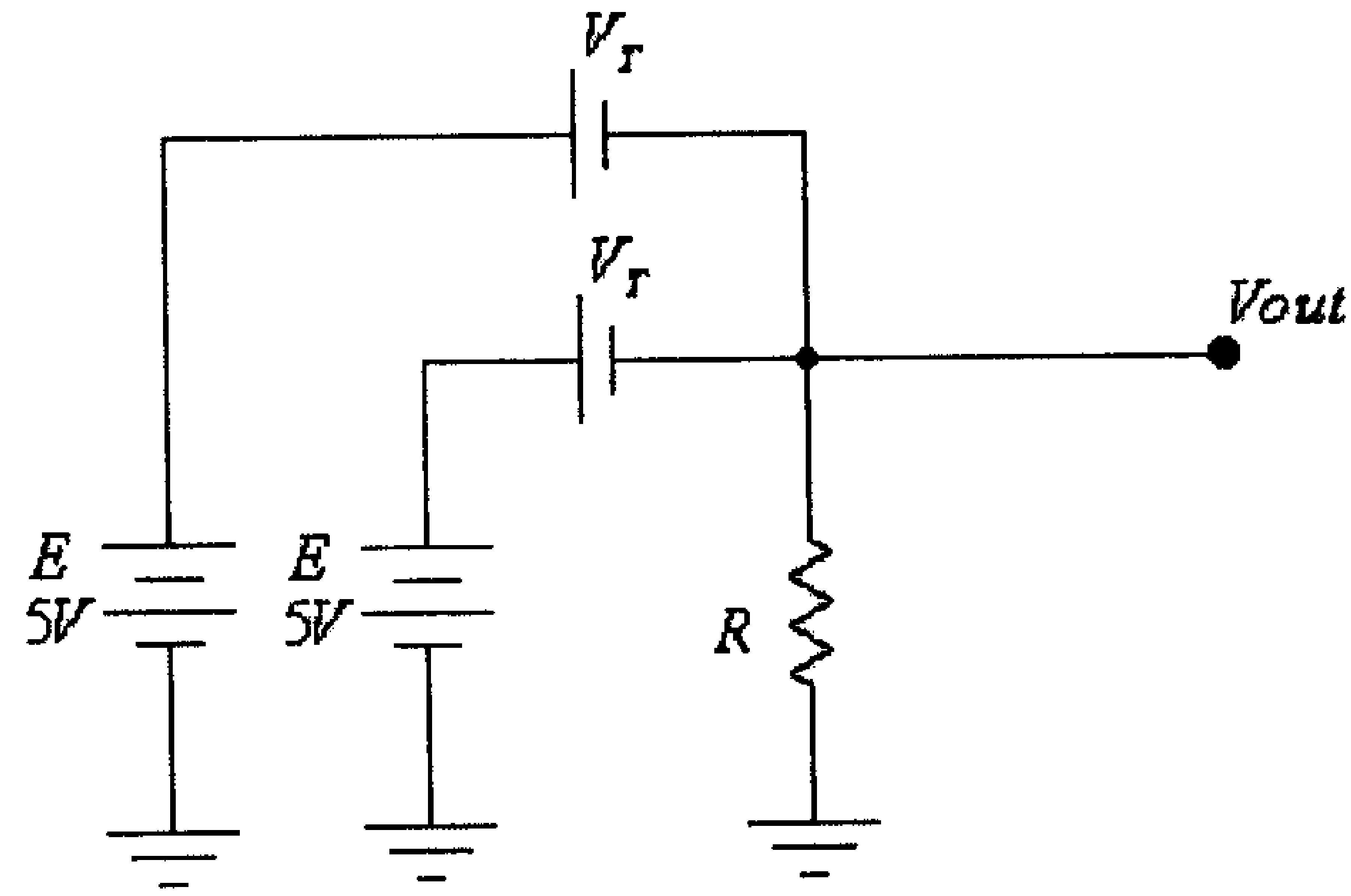
وكذلك:

$$E - V_{DB} = 0$$

ومنها:

$$V_{DB} = E = 5V > V_T$$

أي أن الديودين D_A و D_B في وضع on، أي أن الدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (145)

في هذه الدائرة:

$$Vout = E - V_T = 5 - 0.7 = 4.3V$$

ويمكن تلخيص النتائج السابقة كما في الجدول التالي:

V_A	V_B	$Vout$
0	0	0
0	5	4.3
5	0	4.3
5	5	4.3

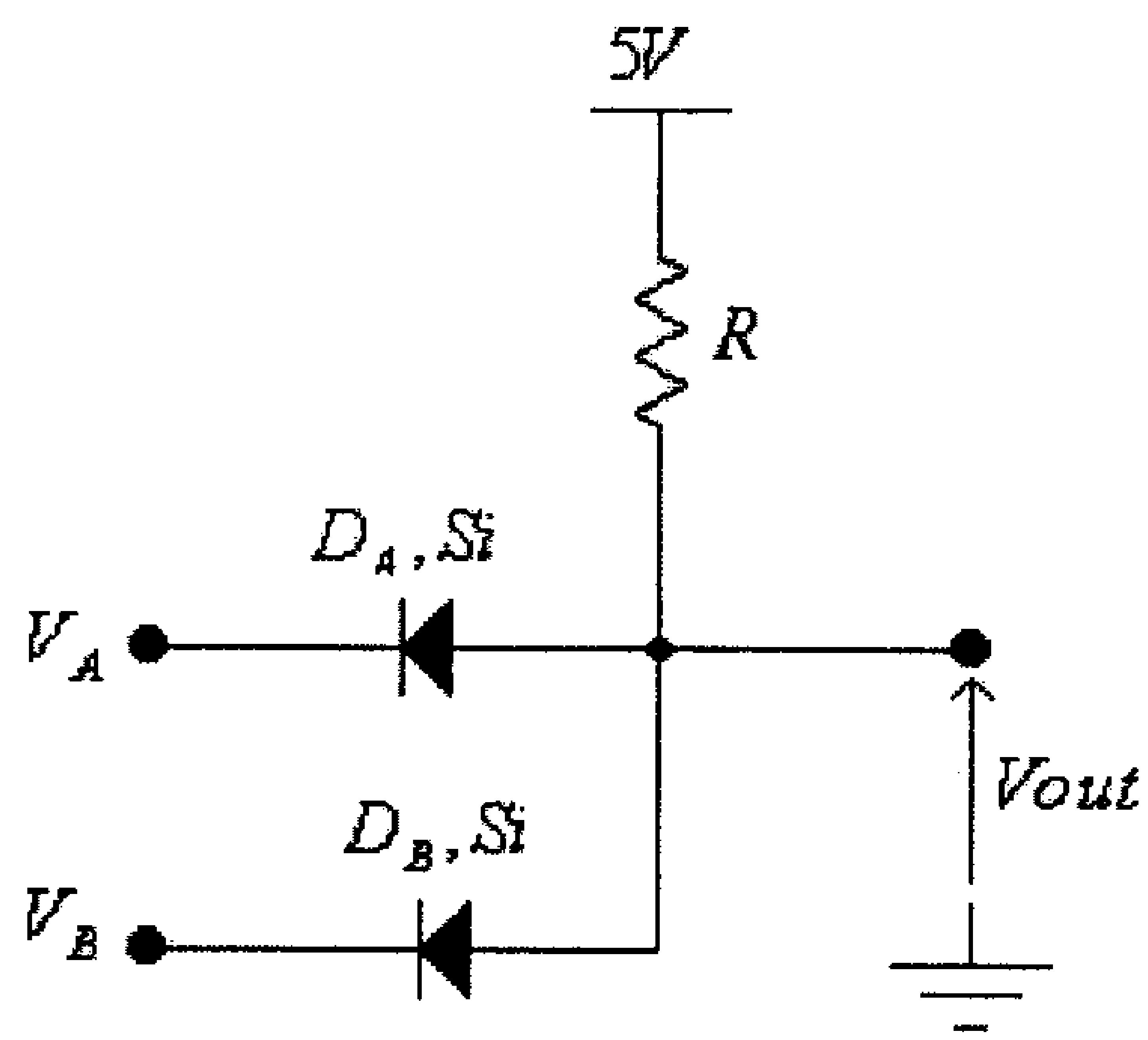
من هذا الجدول، فعند إعتبار أن الجهد الذي قيمته أعلى أو تساوي $\frac{E}{2} = 2.5V$ يشير الى عبارة منطقية صحيحة (الرقم 1) و الجهد الذي قيمته أقل من $\frac{E}{2} = 2.5V$ يشير الى عبارة منطقية خاطئة (الرقم 0)، فالجدول السابق يصبح:

A	B	$A+B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

وهو الجدول الذي يصف البوابة المنطقية OR.

البوابة المنطقية AND

الدائرة التالية تمثل بوابة AND المنطقية بمفهوم المنطق الموجب.



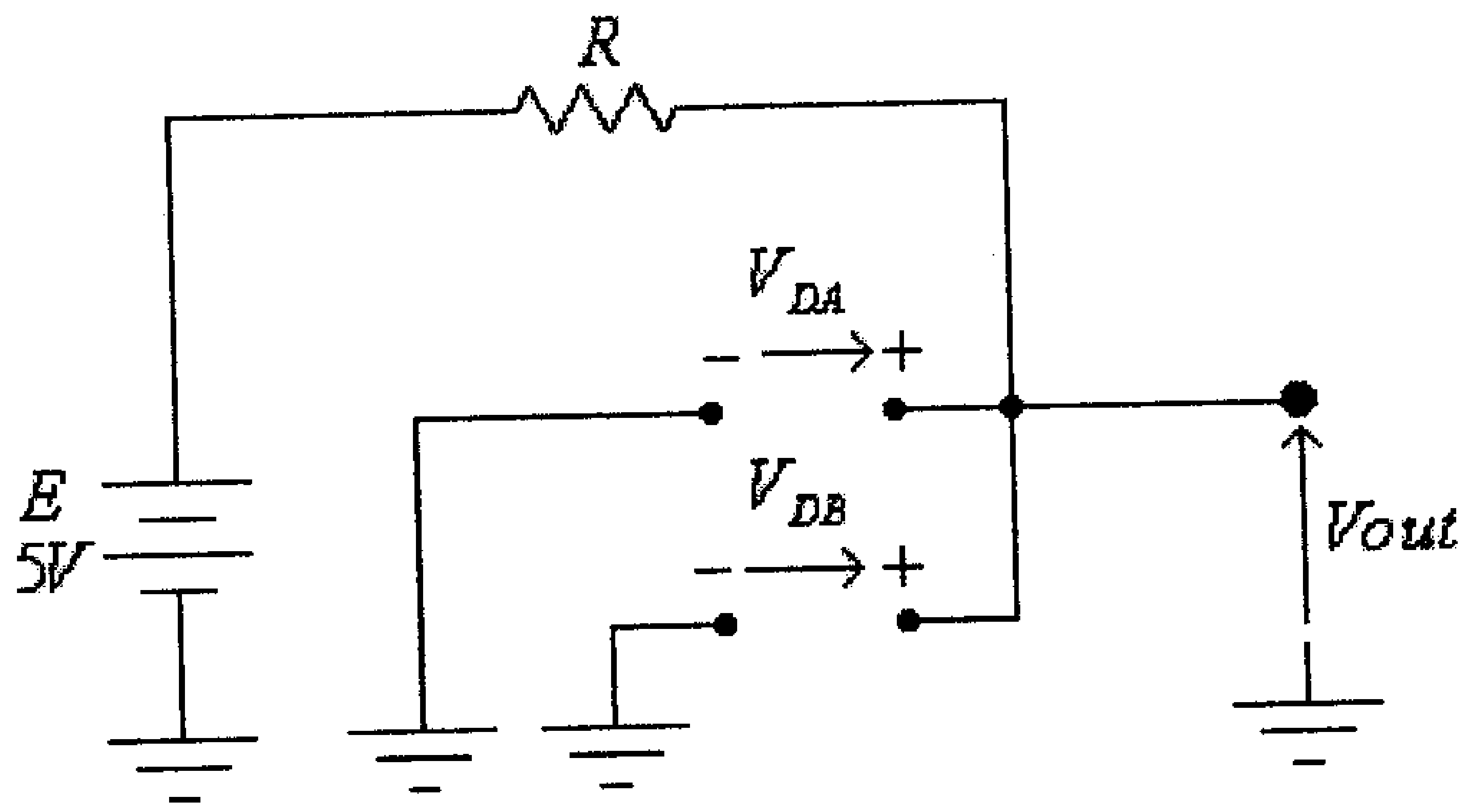
شكل (146)

1) في هذه الدائرة وعندما يكون:

$V_A = 0$

$V_B = 0$

وكما في حالة الدائرة المنطقية OR، فإنه يمكننا تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية.



شكل (147)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DA} = 0$$

ومنها:

$$V_{DA} = E = 5V > V_T$$

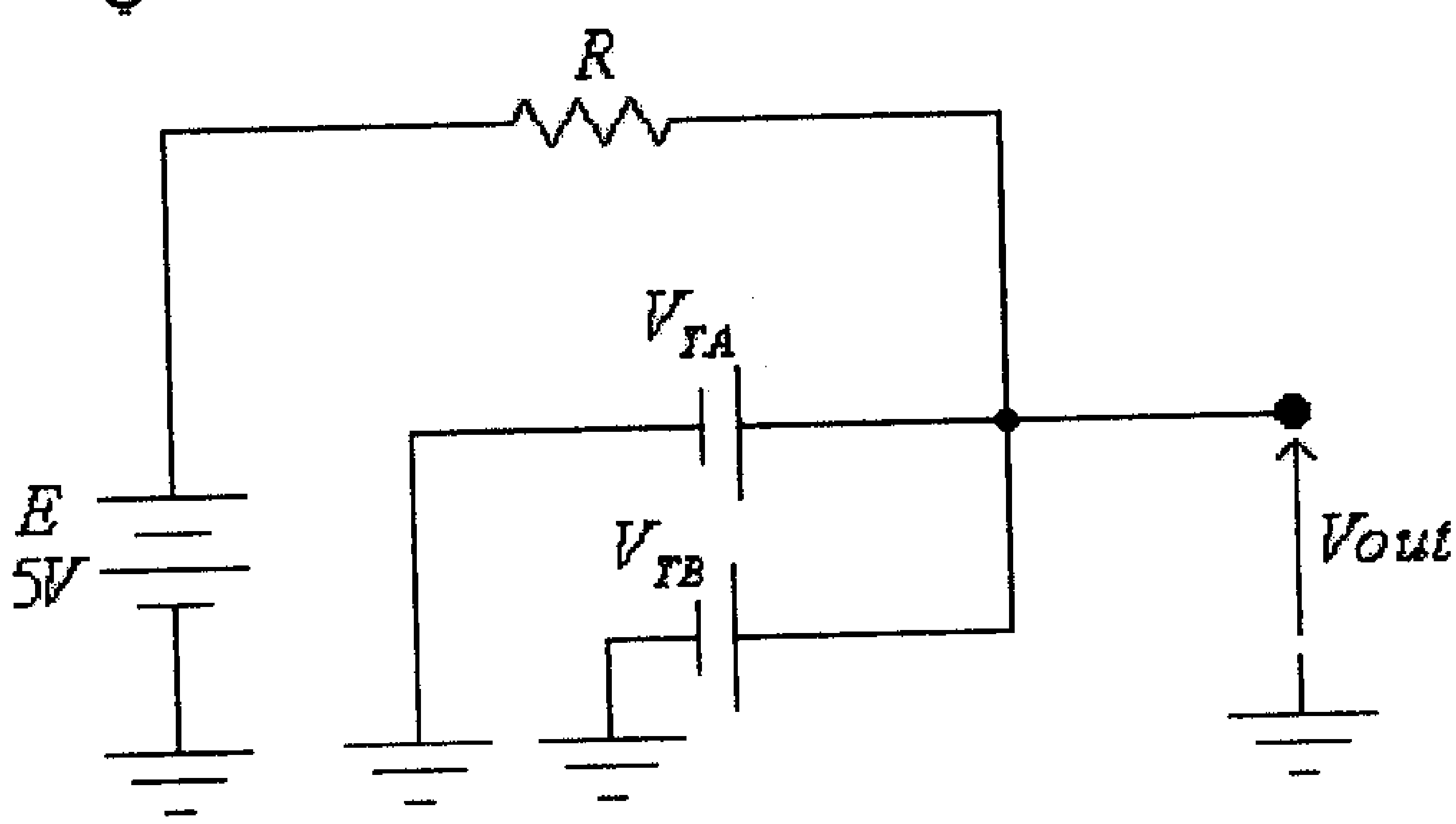
وكذلك:

$$E - V_{DB} = 0$$

ومنها:

$$V_{DB} = E = 5V > V_T$$

أي أن كل من الديودين D_A و D_B في وضع on، والدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (148)

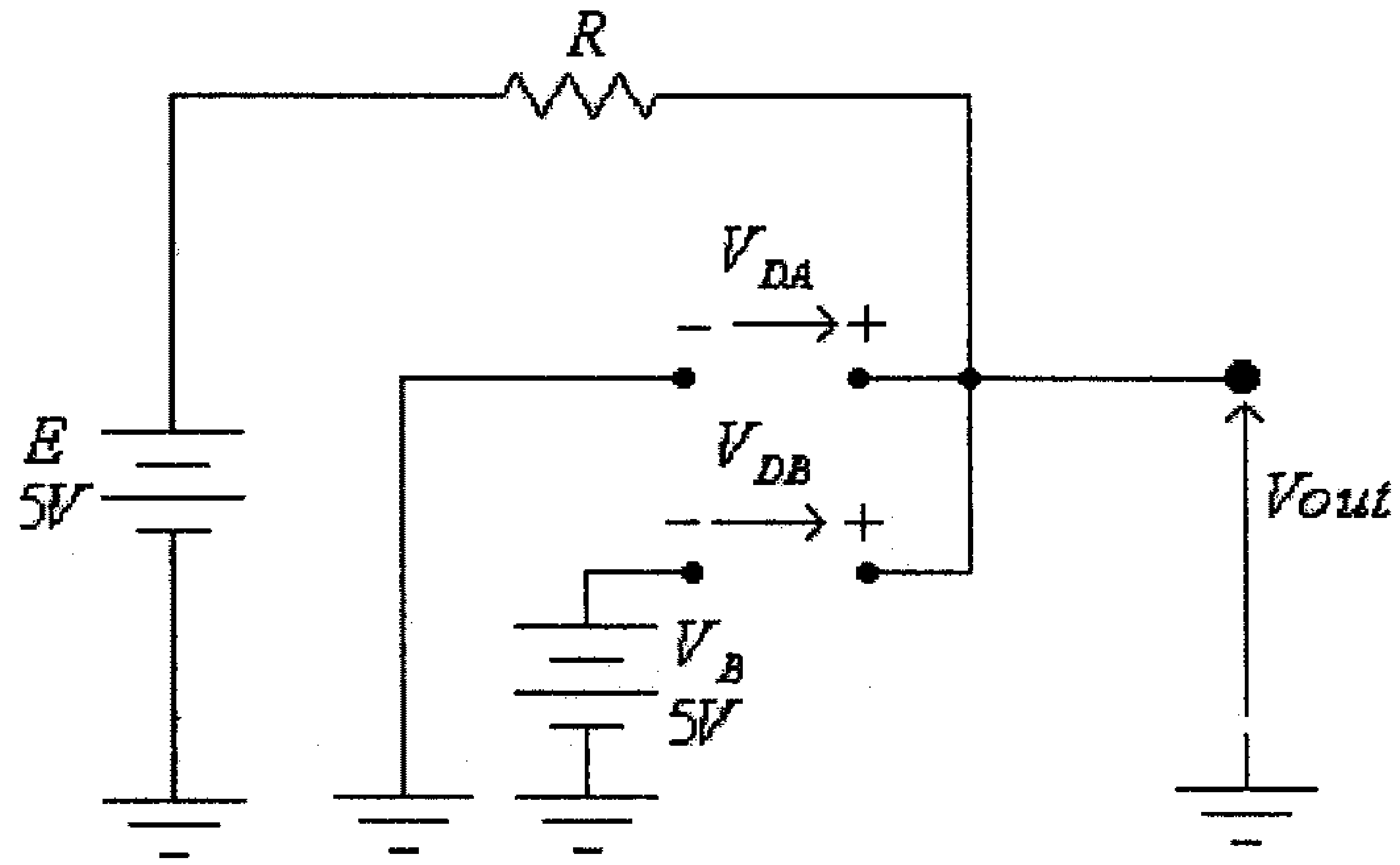
في هذه الدائرة:

$$Vout = V_{TA} = V_{TB} = 0.7V$$

2) عند:

$$V_A = 0$$
$$V_B = 5V$$

وكما في الحالة السابقة، يمكننا تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية :



شكل (149)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DB} - V_B = 0$$

ومنها:

$$V_{DB} = E - V_B = 5 - 5 = 0 < V_T$$

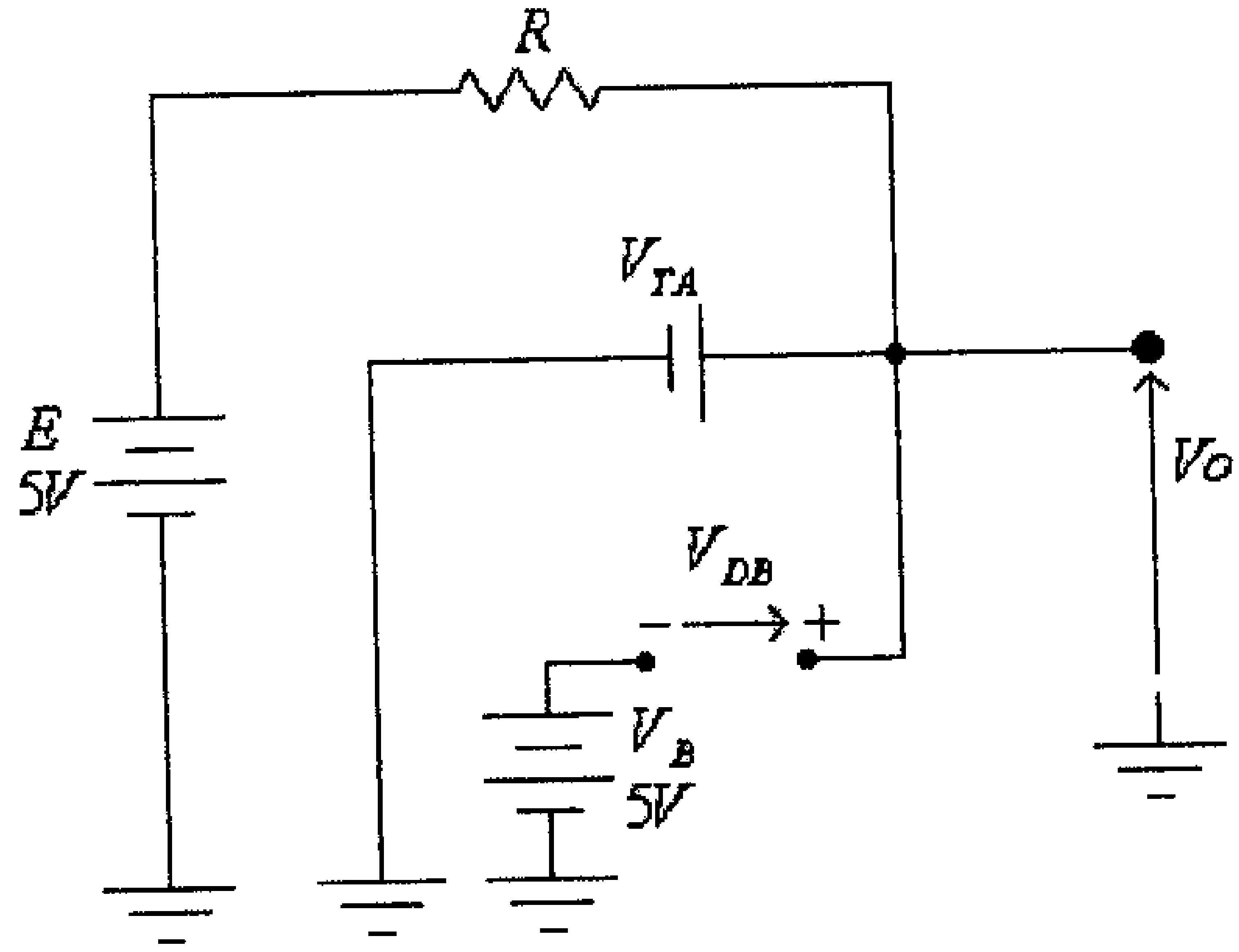
ولكن:

$$E - V_{DA} = 0$$

ومنها:

$$V_{DA} = E = 5V > V_T$$

أي أن الديود D_B في وضع off والديود D_A في وضع on و الدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (150)

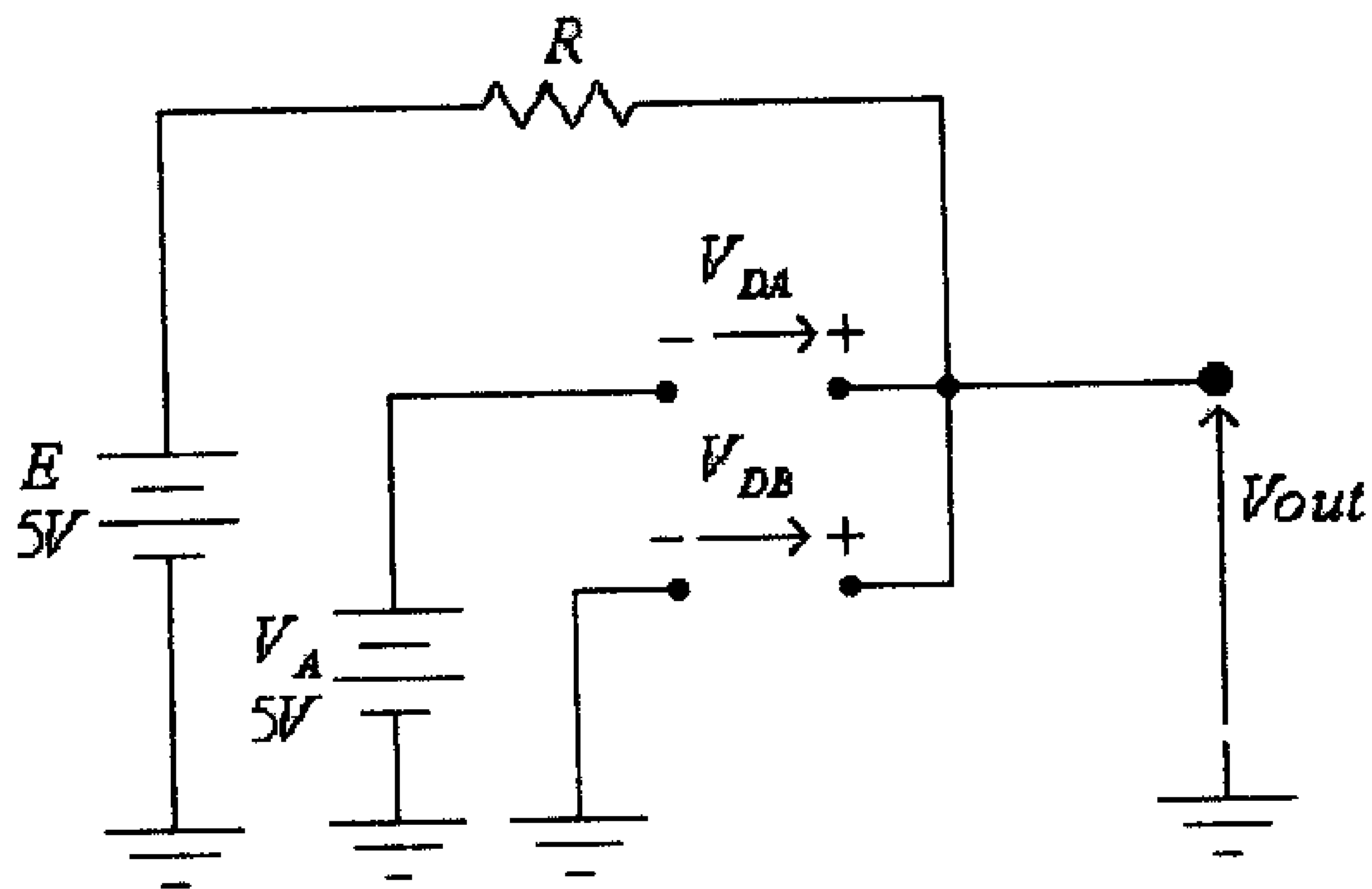
في هذه الدائرة:

$$Vout = V_{TA} = 0.7V$$

3) عند:

$$V_A = 5V$$
$$V_B = 0$$

فإنه يمكننا تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية :



شكل (151)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DA} - V_A = 0$$

ومنها:

$$V_{DA} = E - V_A = 5 - 5 = 0V < V_T$$

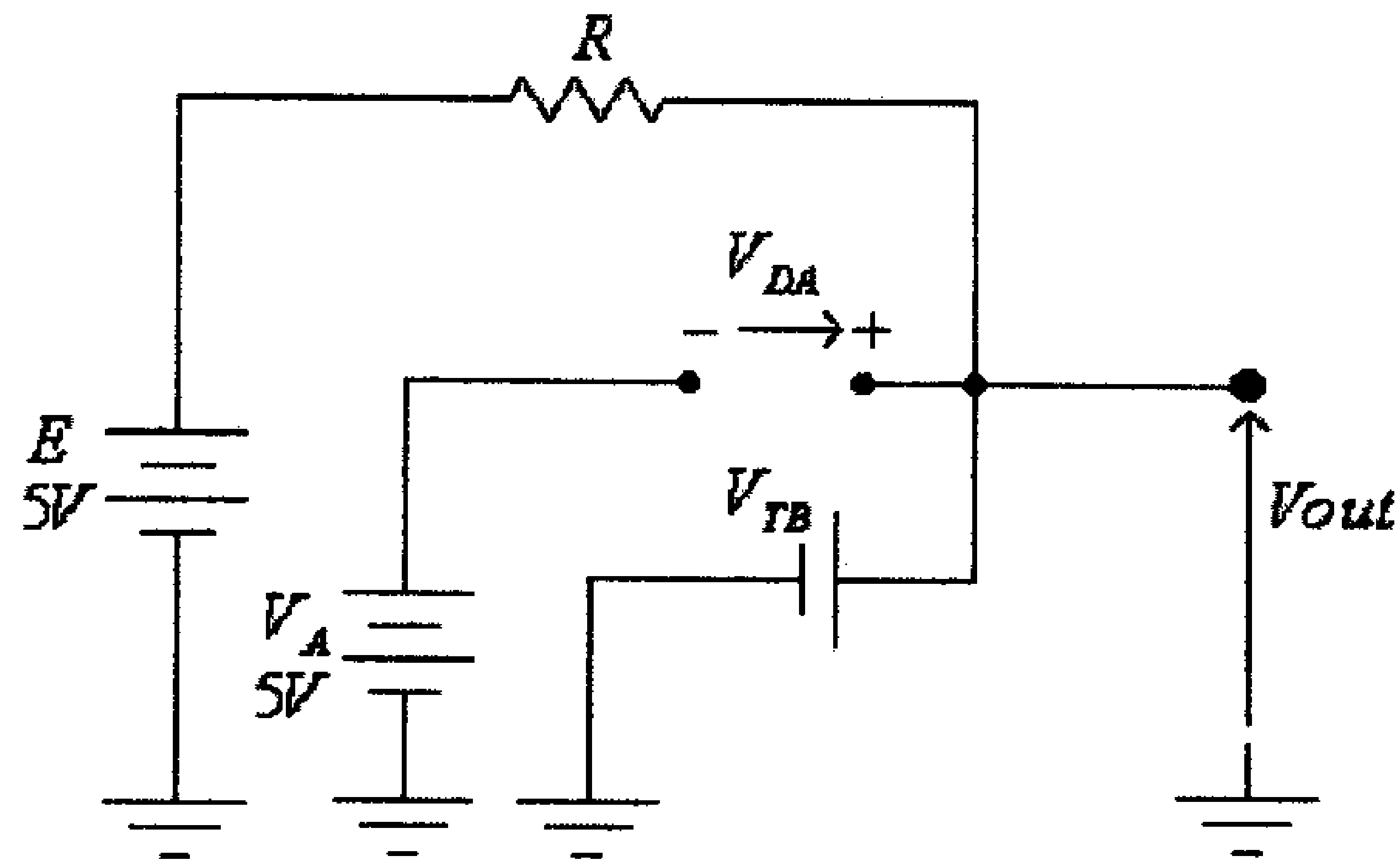
ولكن:

$$E - V_{DB} = 0$$

ومنها:

$$V_{DB} = E = 5V > V_T$$

أي أن الديود D_A في وضع off والديود D_B في وضع on، أي أن الدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (152)

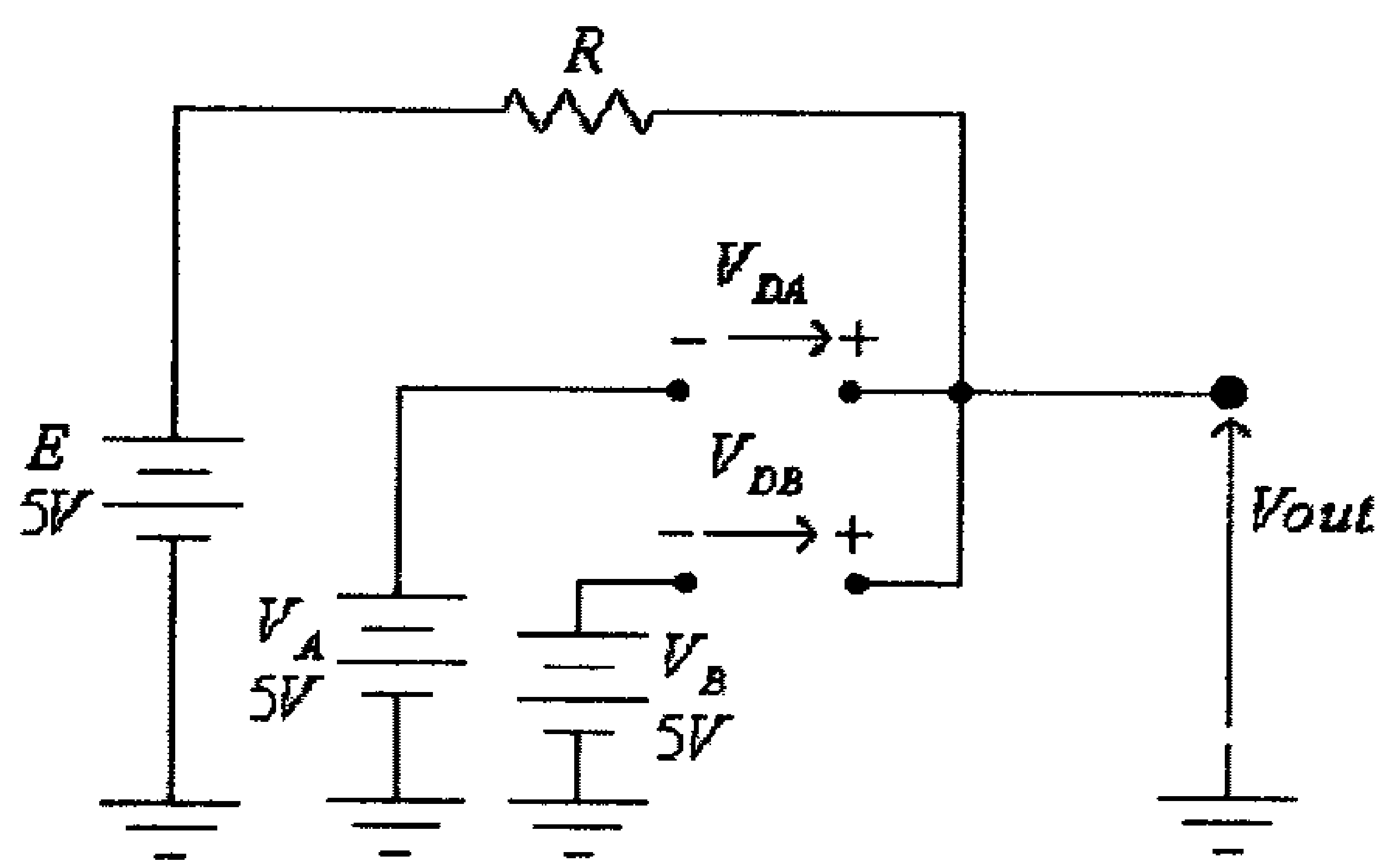
في هذه الدائرة:

$$Vout = V_{TB} = 0.7V$$

4) عند:

$$V_A = 5V$$
$$V_B = 5V$$

فإنه يمكننا تحديد إنحياز كل من الديودين من الدائرة التالية:



شكل (153)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{DA} - V_A = 0$$

ومنها:

$$V_{DA} = E - V_A = 5 - 5 = 0V < V_T$$

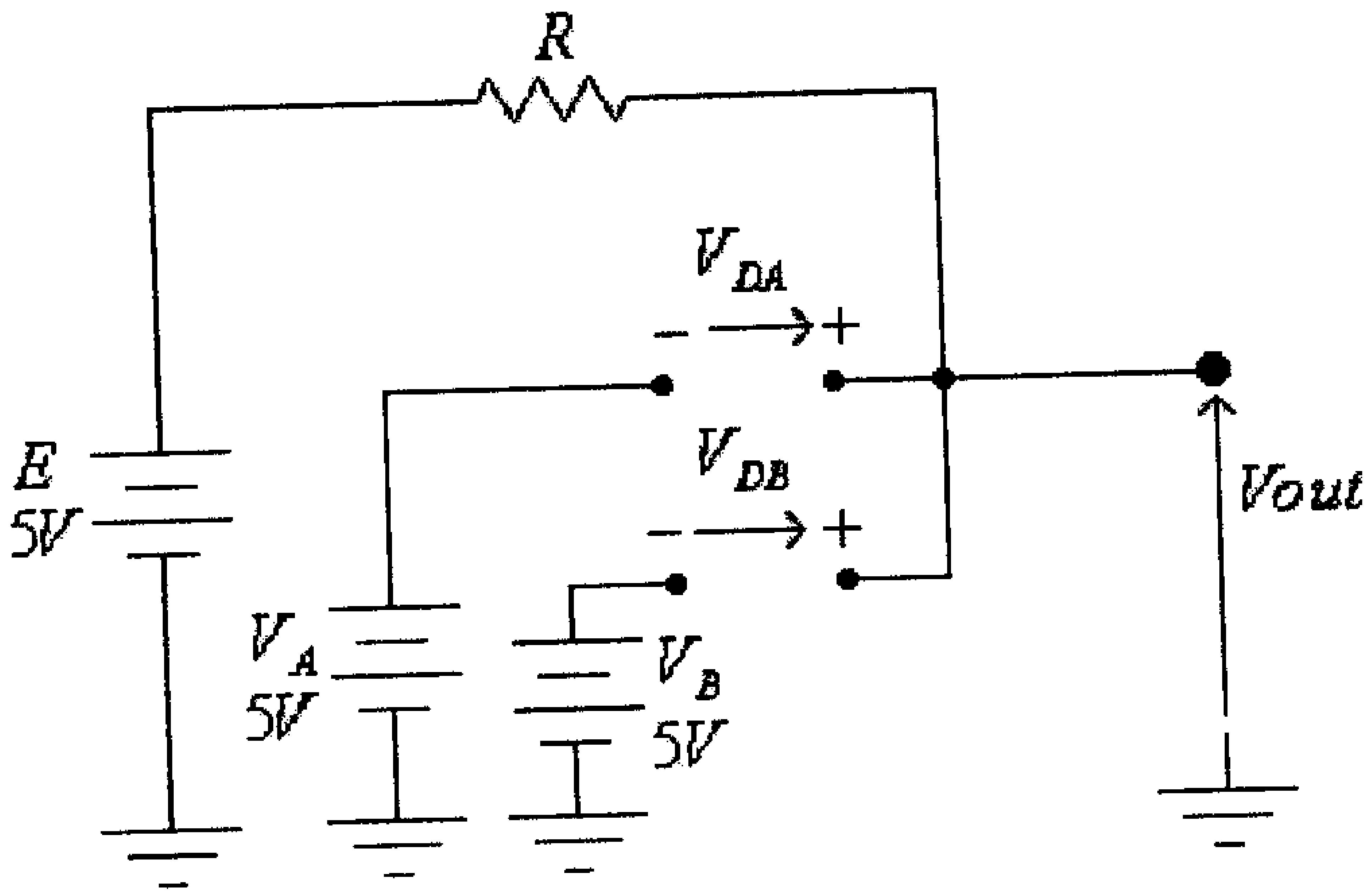
وكذلك:

$$E - V_{DB} - V_B = 0$$

ومنها:

$$V_{DB} = E - V_B = 5 - 5 = 0V < V_T$$

أي أن الديودين D_A و D_B في وضع off، والدائرة المكافئة، في هذه الحالة، هي:



شكل (154)

في هذه الدائرة:

$$Vout = E = 5V$$

ويمكن تلخيص النتائج السابقة كما في الجدول التالي:

V_A	V_B	$Vout$
0	0	0.7
0	5	0.7
5	0	0.7
5	5	5

من هذا الجدول، فعند إعتبار أن الجهد الذي قيمته أعلى أو تساوي $\frac{E}{2} = 2.5V$ هي عبارة منطقية صحيحة (الرقم 1) و الجهد الذي قيمته أقل من $\frac{E}{2} = 2.5V$ هي عبارة منطقية خاطئة (الرقم 0)، فالجدول السابق يصبح:

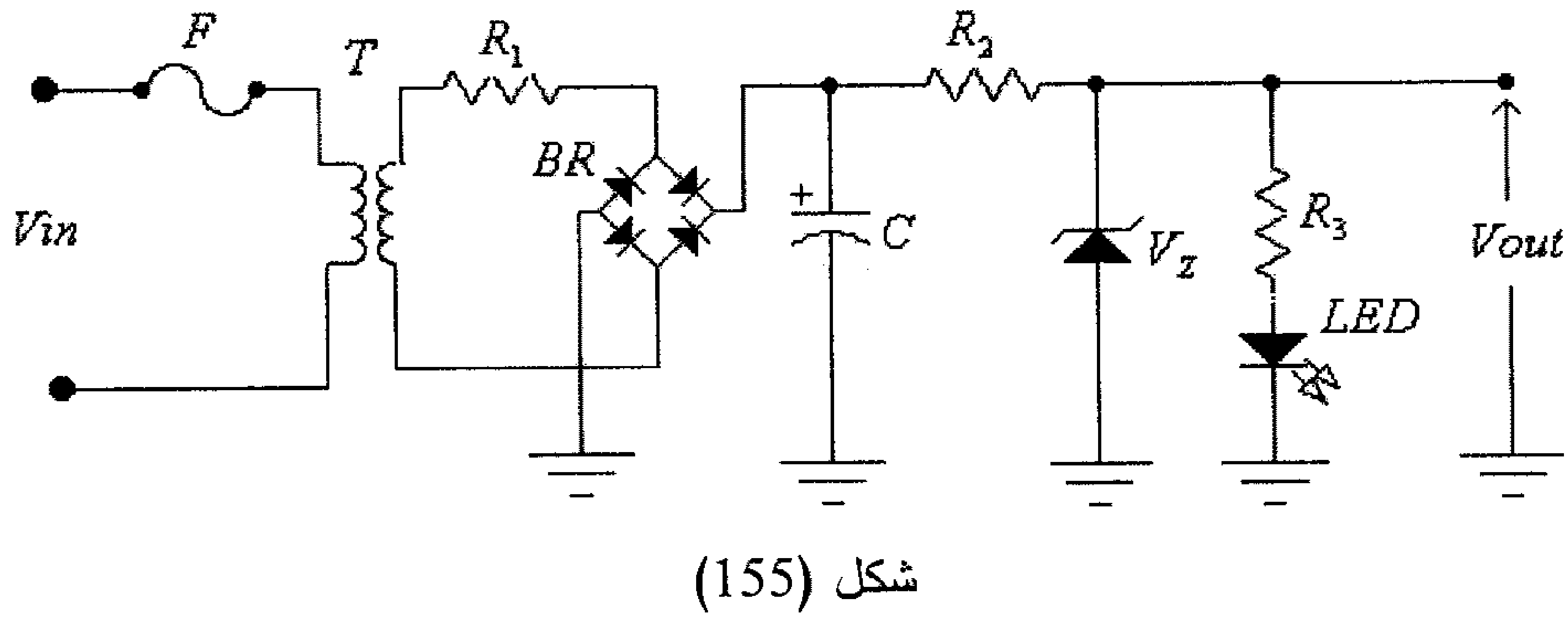
A	B	$A.B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

وهو الجدول الذي يصف البوابة المنطقية AND .

2.11 بعض التطبيقات العملية

في هذه الفقرة سنقوم بتقديم بعض الدوائر العملية المفيدة مع شرح مبدأ عملها.

- **نظام تغذية بسيط (simple power supply)**



شكل (155)

يمكن استخدام هذه الدائرة لتغذية أي جهاز الكتروني من الشبكة الكهربائية المنزليه بعد أن يتم إختيار العناصر المناسبة فيها. وعمل كل عنصر من عناصر هذه الدائرة هو:

- المصهر (fuse)، F ، وهدفه حماية الدائرة في حالة الأعطال، مثل:

أ) تعطل المحول T، كحدوث دارة قصر (short circuit) بين ملفاته الإبتدائية أو الثانوية.

ب) تعطل أحد ديودات دائرة التقويم BR بحدوث دارة قصر بين طرفيه.

ج) تعطل المكثف C بحدوث دارة قصر بين طرفيه.

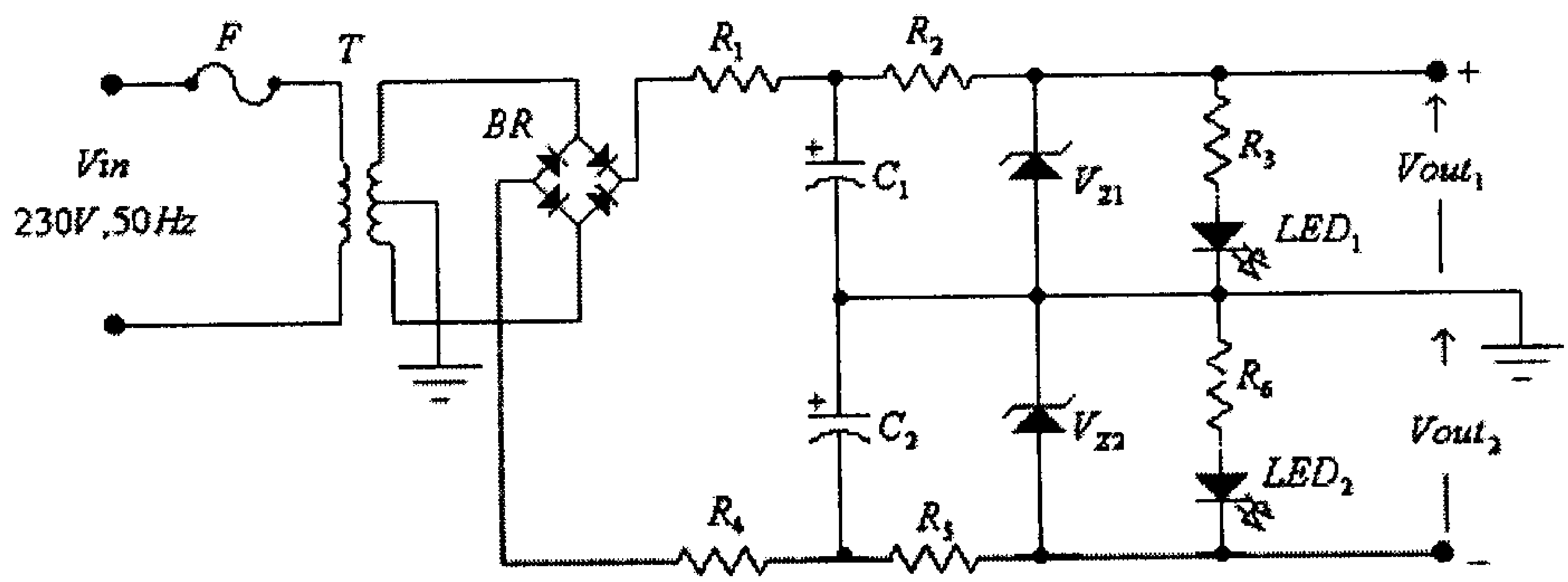
د) تعطل ثنائي الزنر بحدوث دارة قصر بين طرفيه

هـ) التحميل الزائد (overload).

- المحول T ويستخدم لتخفيض قيمة الفولطية المدخلية الى القيمة المناسبة.
- المقاومة R_1 وهدفها حماية دائرة التقويم BR من التيار العالي لحظة تطبيق الفولطية المدخلية للدائرة ، وذلك أنه وعند بداية تشغيل الدائرة، ولكون المكثف C يكون مفرغاً، فإن هذا المكثف يشكل ما يشبه دارة قصر (short circuit).
- دائرة تقويم الموجة الكاملة، BR ، (bridge rectifier) وذلك لتقويم الفولطية المترددة وتحويلها الى فولطية مستمرة.
- المكثف C وهدفه تنعيم الفولطية المخرجية لدائرة التقويم BR .
- المقاومة R_2 وثنائي الزنر V_Z يشكلان منظم الفولطية.
- ديود الإنبعاث الضوئي LED ، ويستخدم للدلالة على وجود الفولطية المخرجية للدائرة.
- المقاومة R_3 وهدفها تحديد قيمة التيار المار في ديود الإنبعاث الضوئي.

- **نظام تغذية ثنائي القطبية (dual polarity power supply)**

يمكن إستخدام هذه الدائرة لتغذية بعض الدوائر الالكترونية التي تتطلب فولطية ثنائية القطبية كتلك اللازمة لتغذية بعض مضخمات العمليات (operational amplifiers).



شكل (156)

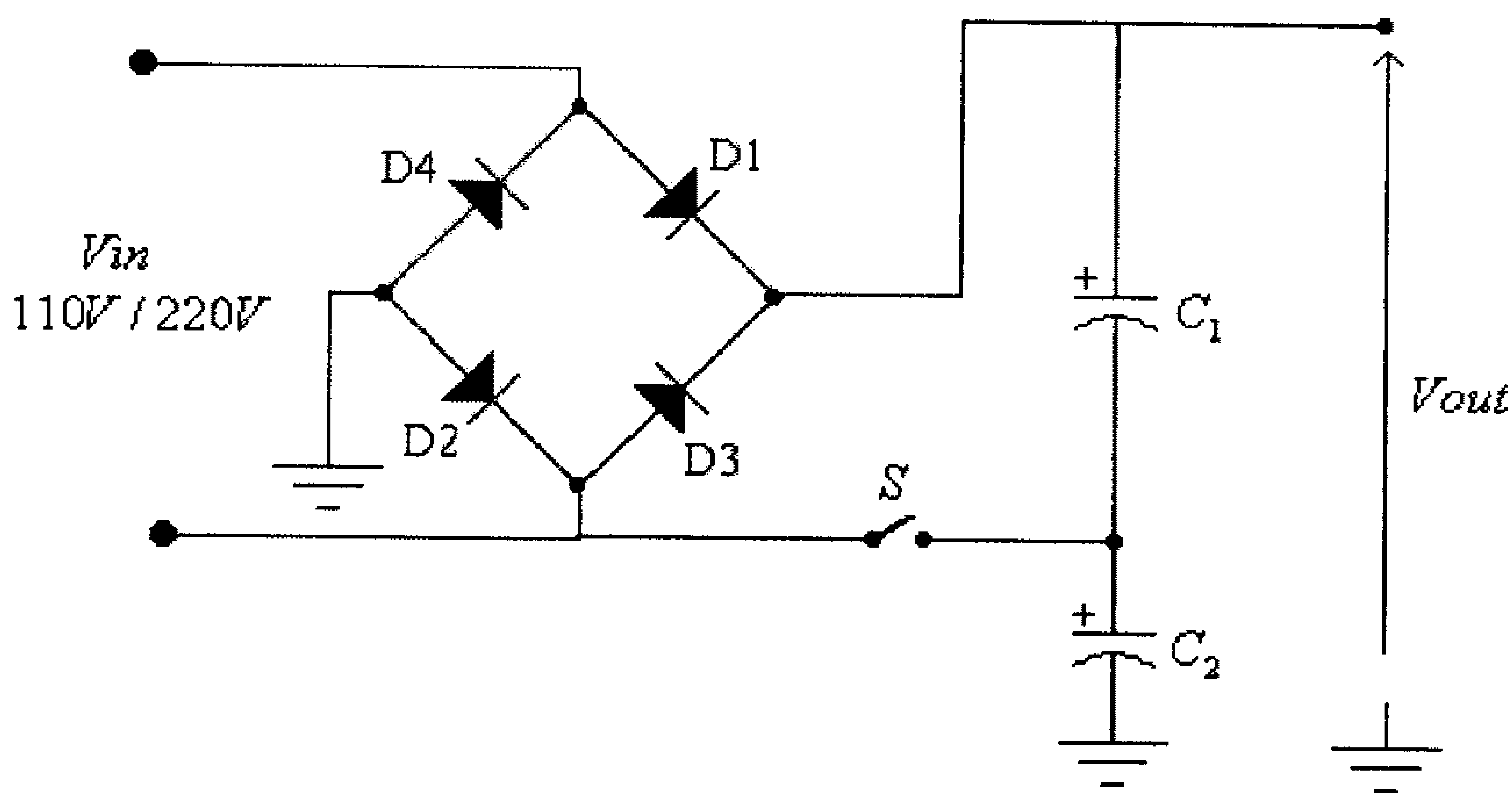
يمكن إعتبار أن هذه الدائرة مكونة من دائرتين متماثلتين وكل منهما شبيهة بمبدأ عملها بدائرة نظام التغذية السابق والمبين في شكل (155).

فالدائرة الأولى، والخاصة بمخرج الفولطية الموجبة، مكونة من العناصر: R_1, C_1, R_2, V_{Z1}, R_3 و LED_1.

أما الدائرة الثانية، والخاصة بمخرج الفولطية السالبة، فمكونة من العناصر: R_4, C_2, R_5, V_{Z2}, R_6, و LED_2

- نظام تغذية بفولطية مدخلية 110 فولط أو 220 فولط

تستخدم هذه الدائرة لتغذية الأجهزة التي تعمل على فولطية مدخلية 110 فولط أو 220 فولط، كبعض أجهزة التلفزيون أو بعض شاشات أجهزة الحاسوب.



شكل (157)

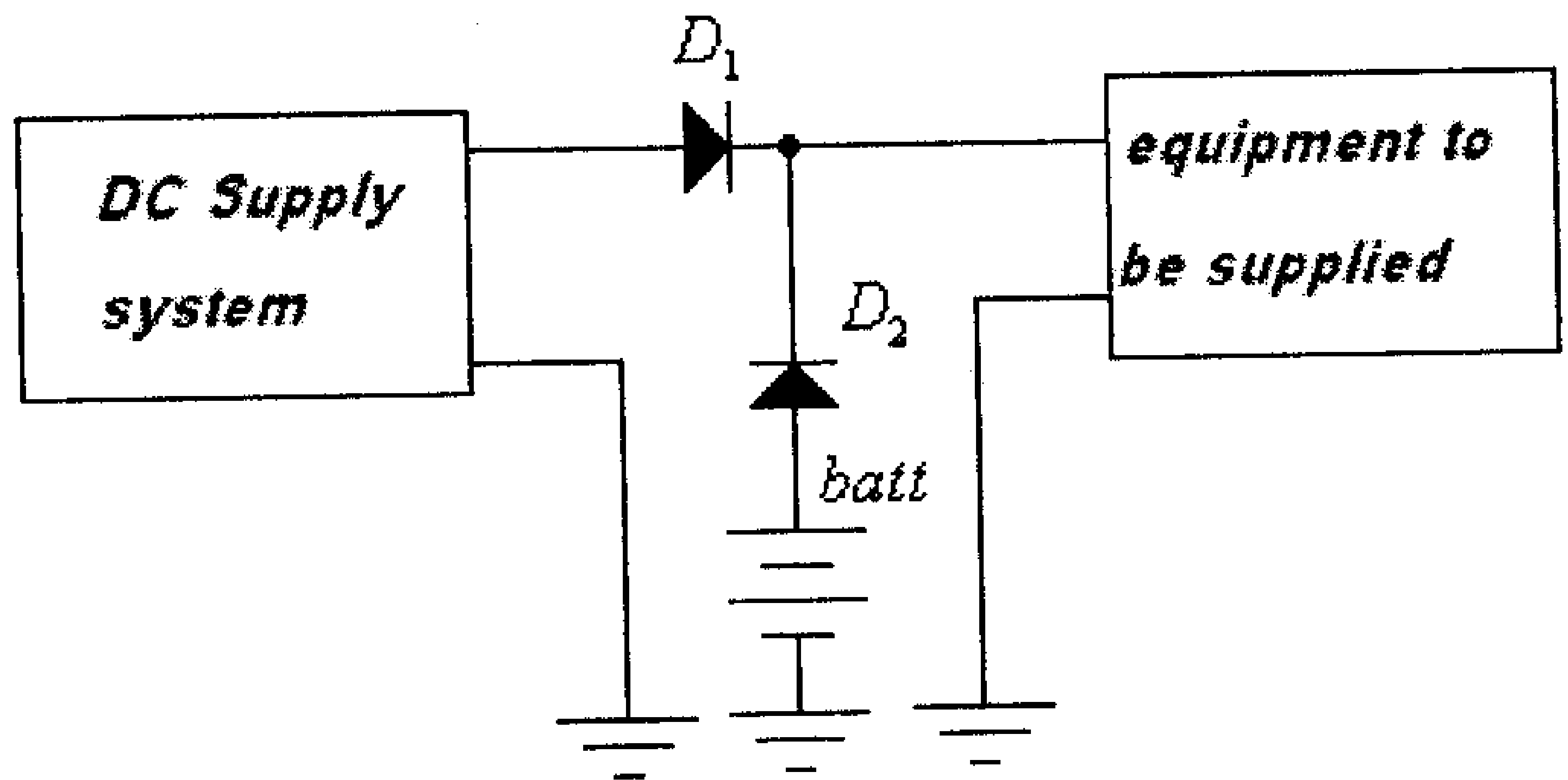
في هذه الدائرة، وعندما تكون القيمة الفعالة للفولطية المدخلية $220V$ ويكون المفتاح S مفتوحاً تعمل الدائرة كدائرة تقويم موجة كاملة ويكون المكثفان C_1 و C_2 موصولان على التوالي ويشكلان معاً مكثفاً مكافئاً قيمته:

$$C_{eq} = \frac{C_1 . C_2}{C_1 + C_2}$$

وعندما تكون القيمة الفعالة للفولطية المدخلية $110V$ ويكون المفتاح S مغلقاً تعمل دائرة كدائرة مضاعفة فولطية (voltage doubler). في النصف الموجب لموجة الفولطية المدخلية يتم شحن المكثف C_1 من خلال الديود D_1، وفي النصف السالب لموجة الفولطية المدخلية يتم شحن المكثف C_2 من خلال الديود D_4.

- نظام تغذية من مصدري فولطية مستمرة

يمكن إستخدام هذه الدائرة لتغذية بعض الدوائر الالكترونية من مصدري تغذية مختلفين، كأن يكون أحدهما نظام تغذية بفولطية ثابتة، كذلك المبين في شكل (155)، وبطارية.



شكل (158)

في هذه الدائرة وعندما يكون نظام التغذية (DC supply system) عاملاً، تتم تغذية الحمل (equipment to be supplied) منه ومن خلال الديود D_1، في هذه الحالة يكون الديود D_2 في وضع off ليمنع مرور تيار الى البطارية.

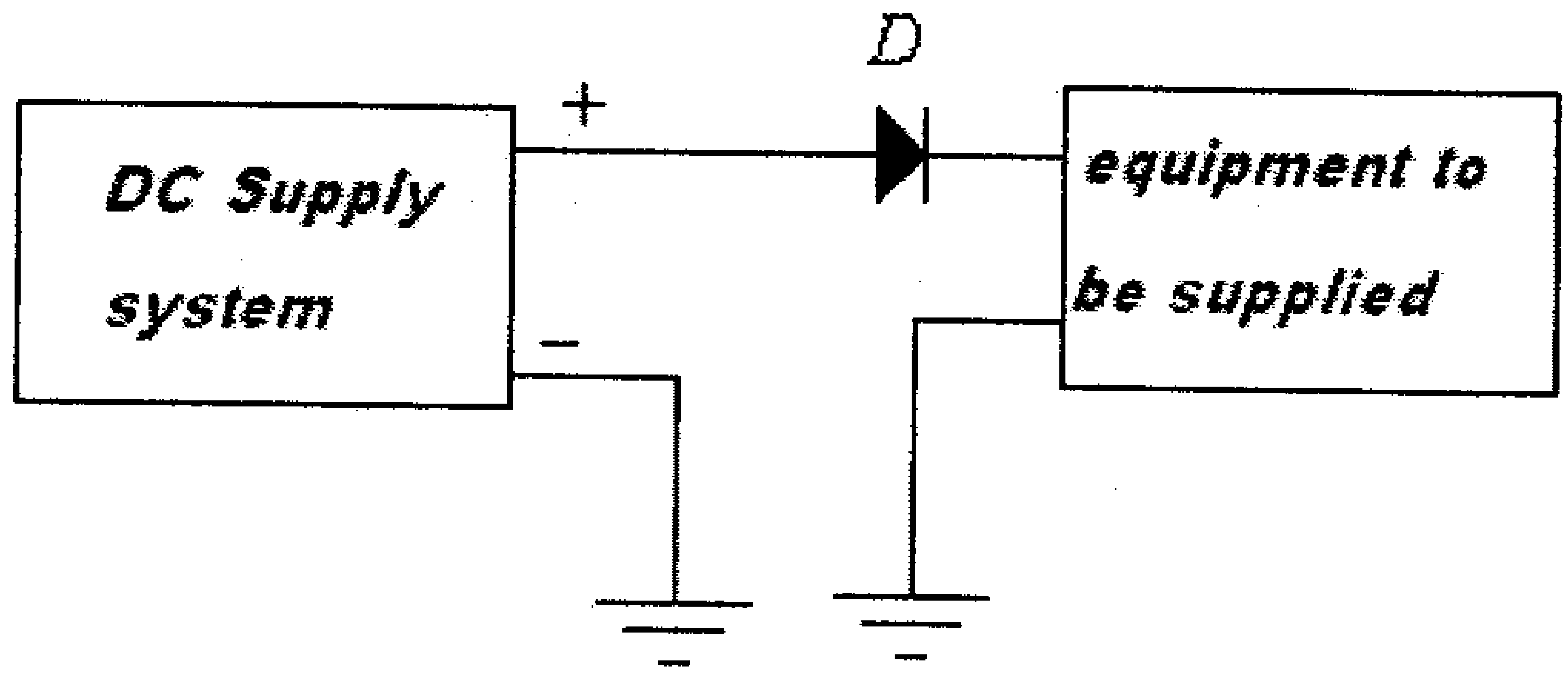
وعند توقف نظام التغذية (DC supply system) لسبب ما (كإنقطاع التغذية المدخلية له) يتم تغذية الحمل من البطارية من خلال الديود D_2 ويكون الديود D_1 في وضع off ليمنع مرور تيار الى نظام التغذية (DC supply system).

(لاحظ التشابه بين عمل هذه الدائرة والبوابة OR المنطقية التي شرحت سابقاً).

- حماية الدوائر الالكترونية من التغذية بقطبية عكسية

معظم الدوائر الاكترونية يتم تغذيتها بفولطية مستمرة وبقطبية محددة، وقد تتعطل بعض الدوائر الالكترونية لو عكست قطبية التغذية لها.

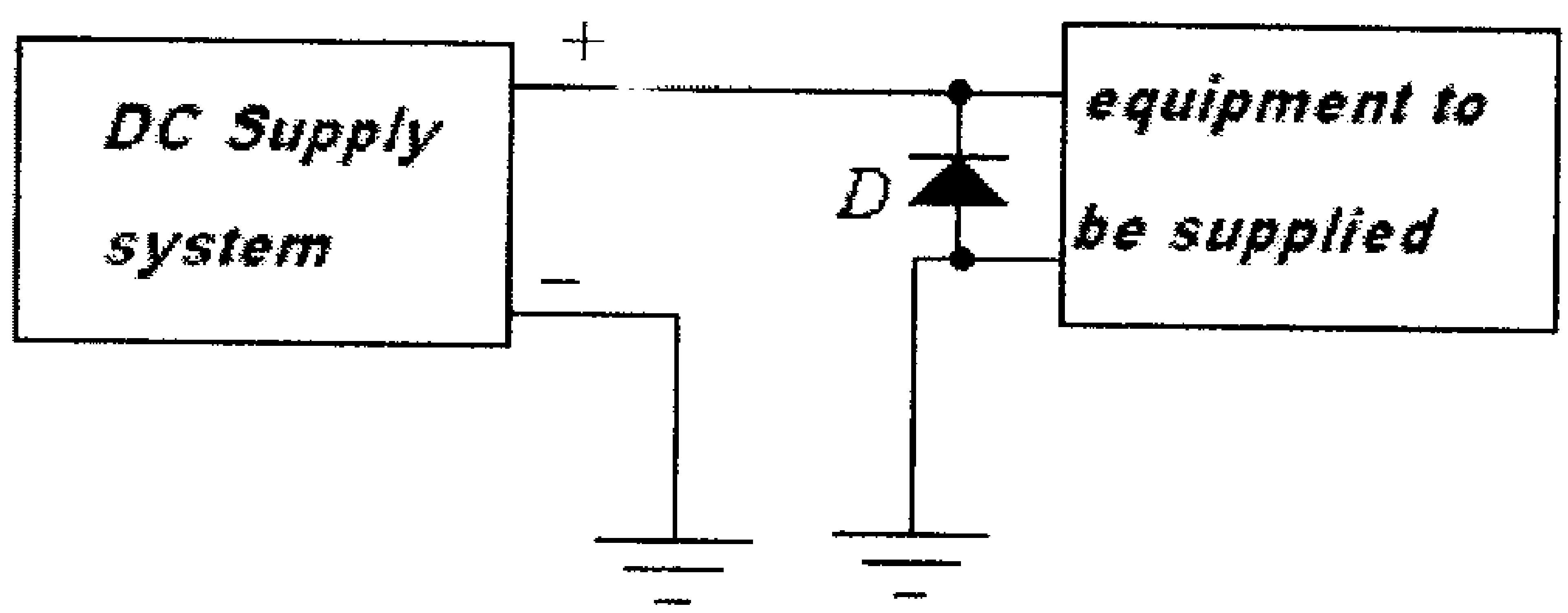
الدائرة التالية تحمي الدوائر الالكترونية من تغذيتها بقطبية عكسية.



شكل (159)

لاحظ أنه في الوضع الطبيعي لقطبية التغذية يكون الديود في وضع on وتتم تغذية الجهاز المراد تغذيته والمشار اليه في هذه الدائرة بـــ (equipment to be supplied)، ولكن لو عكست قطبية التغذية لأصبح الديود في وضع off ولا تتم تغذية الجهاز.

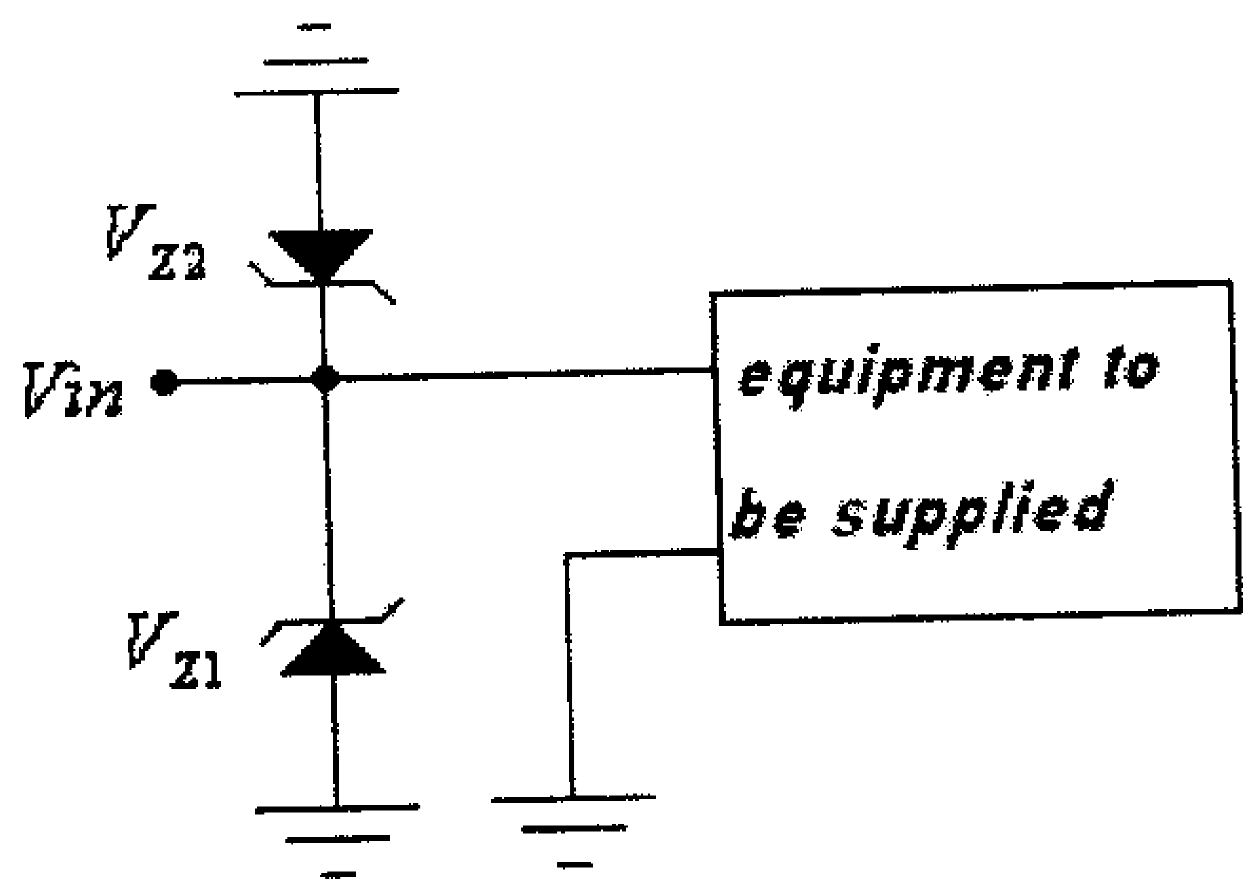
وللتخلص من هبوط فولطية التغذية الناتجة عن الديود فيمكن ربط الديود على التوازي مع مدخل الجهاز المراد تغذيته وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (160)

- **حماية مداخل الدوائر الالكترونية من الفولطيات العالية**

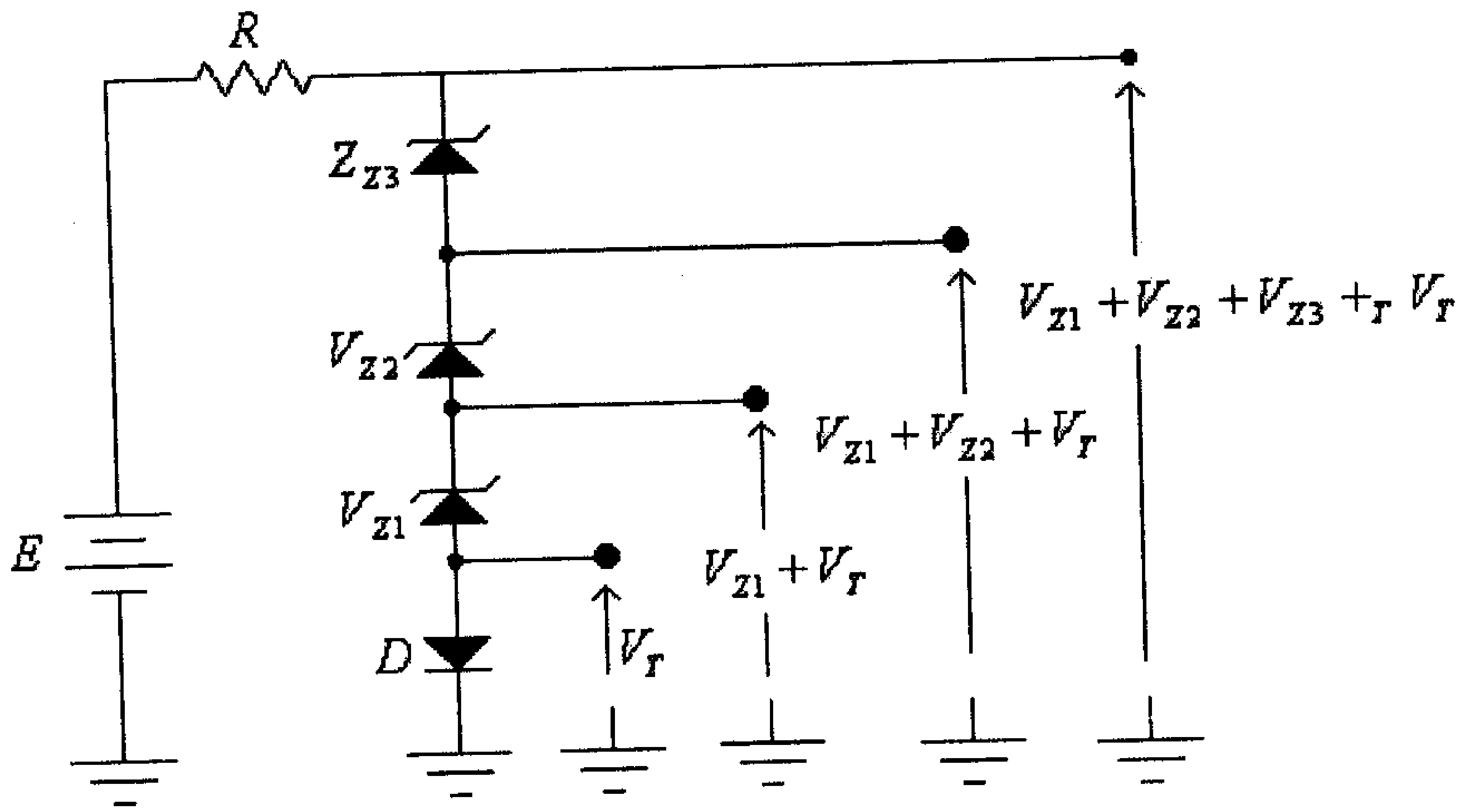
لحماية بعض الدوائر الالكترونية من الفولطيات العالية يمكن إستخدام دوائر المحددات، التي سبق شرحها، وذلك بربطها على مداخل تلك الدوائر، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (161)

- **توليد فولطيات مرجعية بمستويات مختلفة.**

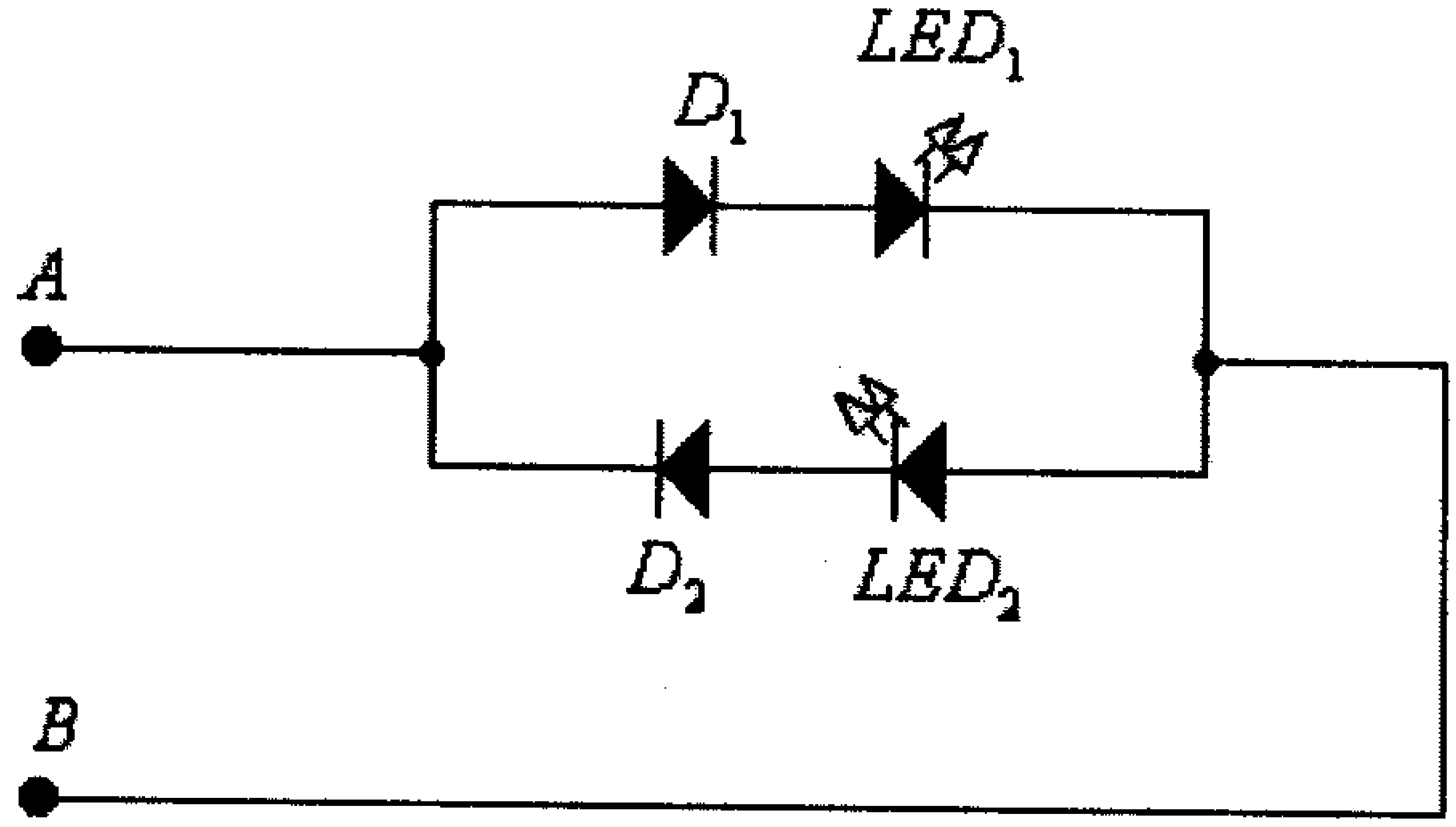
في بعض الدوائر الالكترونية، كدوائر مقارنة الفولطية، قد يلزم وجود فولطيات مرجعية (reference voltages) بمستويات مختلفة. في هذه الحالة يمكن استخدام ثنائيات الزنر المربوطة على التوالي لتوليد مثل تلك المستويات من الفولطيات، وذلك كما في الدائرة التالية.



شكل (162)

- **مؤشر لقطبية الفولطية**

الدائرة التالية يمكن إستخدامها لمعرفة قطبية الفولطية بين نقطتين معينتين في دائرة.



شكل (163)

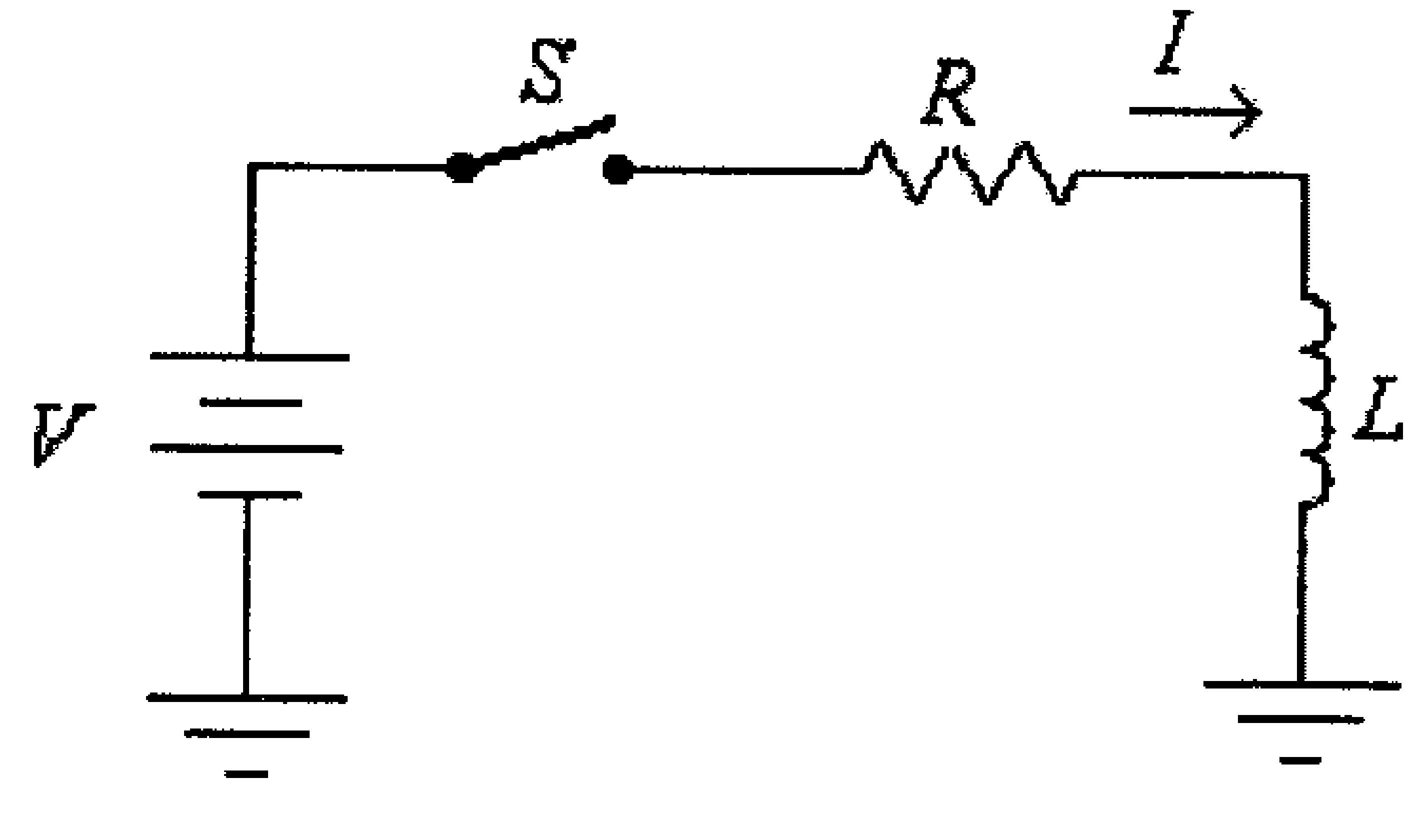
في هذه الدائرة، وعندما يكون جهد النقطة A أعلى من جهد النقطة B (الفولطية بين النقطتين A و B موجبة) يضيء ديود الإنبعاث الضوئي LED_1. وعندما يكون جهد النقطة A أقل من جهد النقطة B (الفولطية بين النقطتين A و B سالبة) يضيء ديود الإنبعاث الضوئي LED_2.

لاحظ أن الديودين D_1 و D_2 يحميان ديودي الأنبعاث الضوئي LED_1 و LED_2 من الفولطيات العكسية.

– الحماية من تولد الفولطيات العالية عند فصل الأحمال الحثية

في الدائرة التالية، وعند إغلاق المفتاح S، يبدأ التيار I بالتزايد حتى يصل الى قيمته العظمى والتي تساوي:

$$I_m = \frac{V}{R}$$



شكل (164)

عند هذه القيمة، فإن الطاقة المختزنة في الملف L تساوي:

$$W = \frac{1}{2} L.I_m{}^2$$

وعند فتح المفتاح S فأن هذه الطاقة سيتم تحويلها الى طاقة مجال كهروستاتيكي بين قطبي المفتاح، مقدارها:

$$W = \frac{1}{2} C.V^2$$

حيث C هي مواسعة المكثف المشكل من قطبي المفتاح، و V هي الفولطية بين قطبي المفتاح.

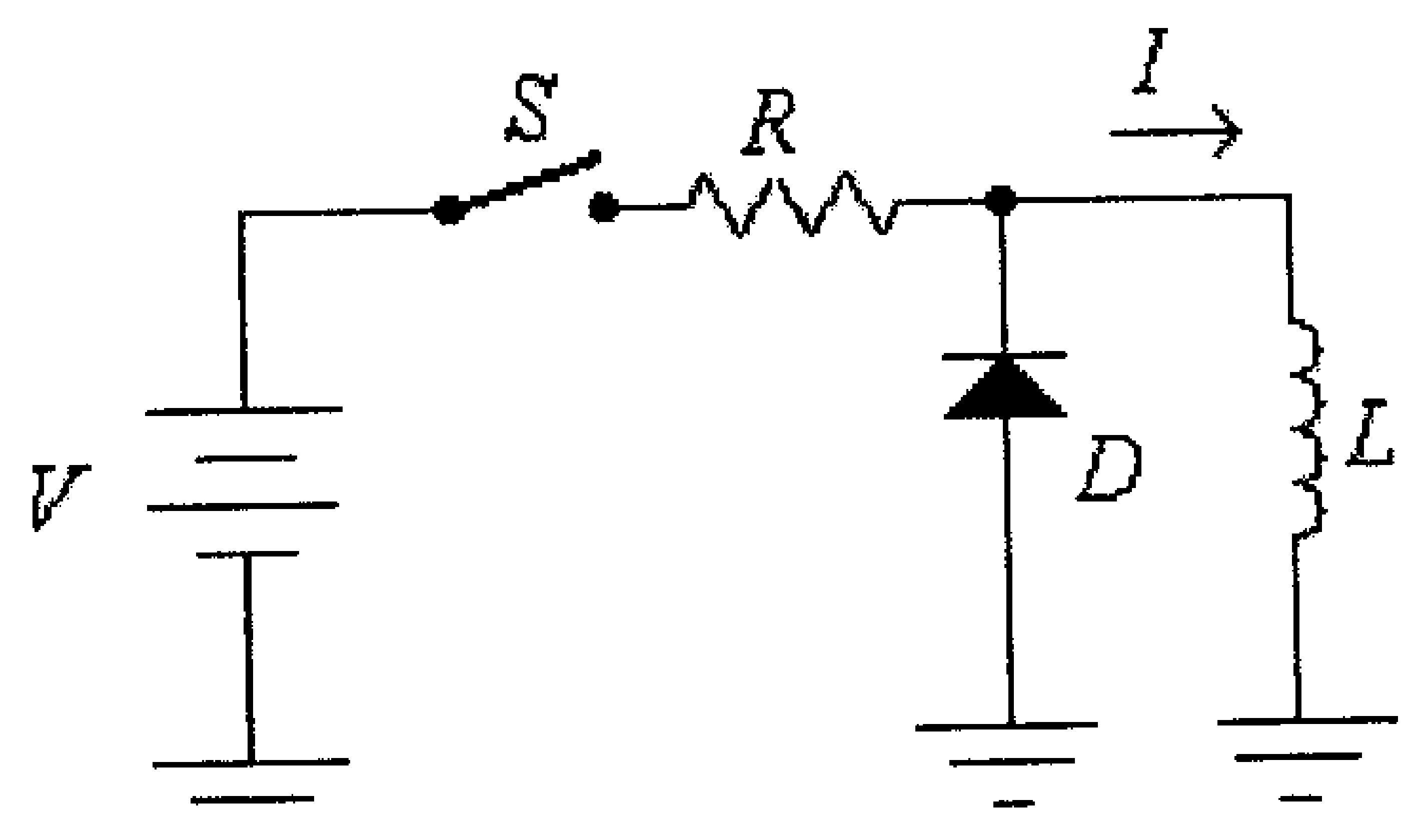
وبالتالي فإن:

$$\frac{1}{2} L.I_m{}^2 = \frac{1}{2} C.V^2$$

ومنها:

$$V = \sqrt{\frac{L}{C}}.I_m$$

ولكون المواسعة C بين قطبي المفتاح قليلة جداً (لصغر مساحة قطبي المفتاح وبعد المسافة بينهما، وكذلك القيمة القليلة للنفاذية الكهربائية للمادة العازلة بين قطبي المفتاح، لكون هذه المادة هي الهواء) فإن قيمة الفولطية V ستكون عالية جداً وتسبب شرارة كهربائية بين قطبي المفتاح . وللتخلص من هذه الظاهرة يمكن تأمين طريق بديل لإستمرار مرور تيار الملف خلاله، عند فتح المفتاح S، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي:

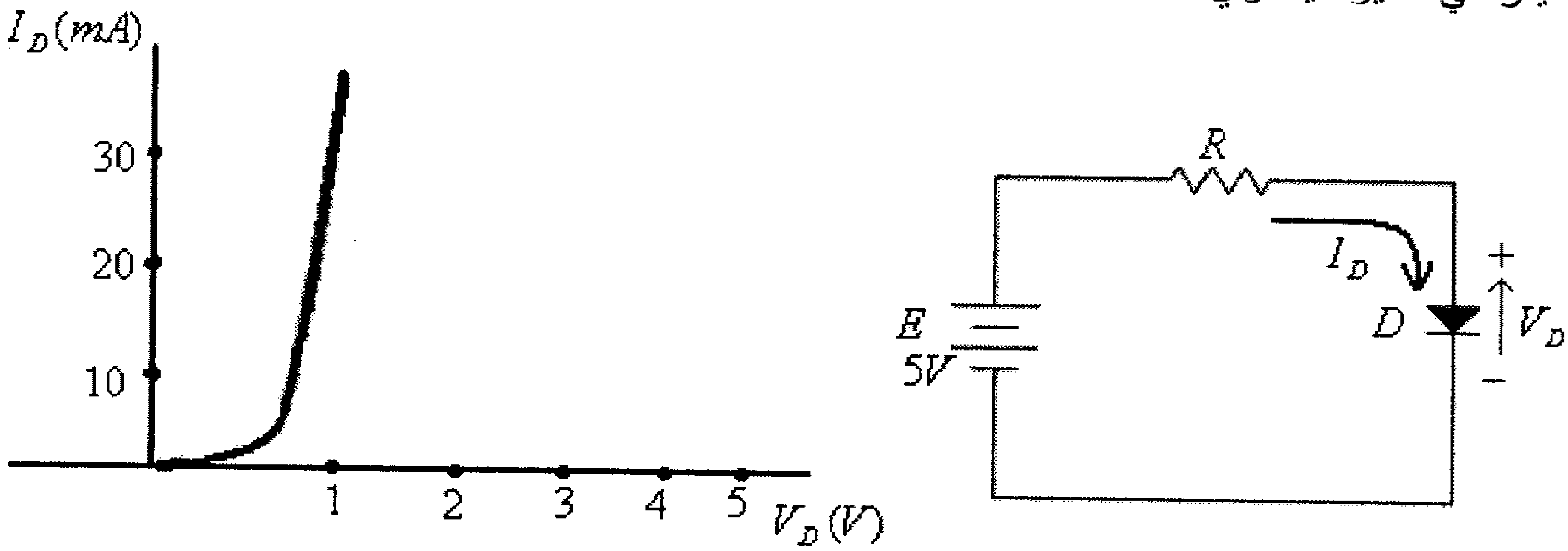


شكل (165)

فعند إغلاق المفتاح S يكون الديود D في وضع off، وعند فتح المفتاح S يستمر مرور تيار الملف من خلال الديود D وبالتالي لا تتولد فولطية عالية بين طرفي المفتاح S، كما تم شرحه سابقاً.

2.12 أمثلة محلولة:

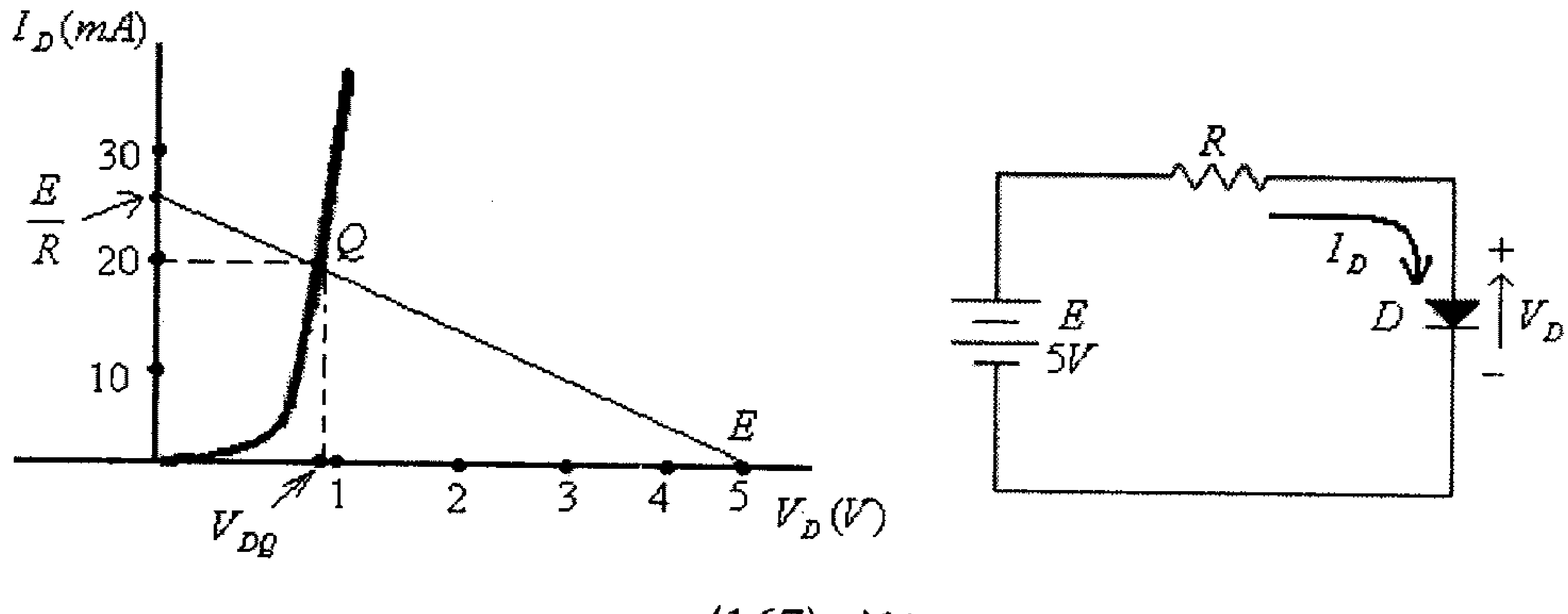
مثال(1): للدائرة التالية ولخاصية الديود المبينة أدناه، أوجد قيمة المقاومة R التي عندها يكون التيار في الديود يساوي $20mA$.



شكل(166)

الحل:

- على منحنى خاصية الديود نحدد نقطة العمل (النقطة Q) والتي عندها تيار الديود يساوي $20mA$.
- على المحور الأفقي نحدد النقطة $E = 5V$.
- نرسم الخط المستقيم الواصل بين هاتين النقطتين (خط الحمل) وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (167)

من هذا الرسم يمكن ايجاد قيمة المقاومة R بإحدى الطريقتين التاليتين:

أ) من نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي، نجد:

$$\frac{E}{R} = 25mA$$

ومنها:

$$R = \frac{E}{25x10^{-3}} = \frac{5}{25x10^{-3}} = 200\Omega$$

ب) من الشكل، نجد:

$$V_{DQ} = 0.9V$$

وبالتالي، فإن:

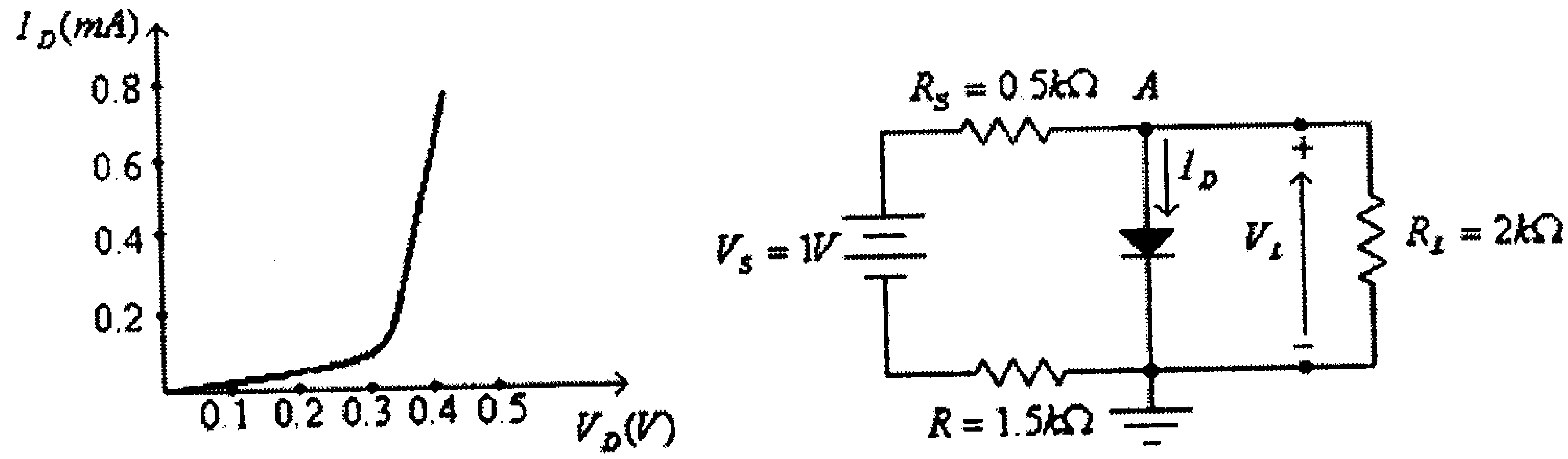
$$V_R = E - V_{DQ} = 5 - 0.9 = 4.1V$$

ومنها:

$$R = \frac{V_R}{I_D} = \frac{4.1}{20x10^{-3}} = 205\Omega$$

لاحظ أن الفرق في الجواب الناتج عن هاتين الطريقتين يعود للدقة التي تُقرأ فيها النتائج من الرسم.

مثال (2): للدائرة التالية ولخاصية الديود المبينة، أوجد قيمة الفولطية V_L.



شكل (168)

الحل:

للنقطة A :

$$\frac{V_D - V_S}{R_S + R} + \frac{V_D}{R_L} + I_D = 0$$

أي أن:

$$\frac{V_D - 1}{2000} + \frac{V_D}{2000} + I_D = 0$$

أو:

$$\frac{V_D}{1000} + I_D = \frac{1}{2000}$$

وهذه هي معادلة خط الحمل والتي يمكن رسم الخط المستقيم الذي تمثله من النقطتين التاليتين:

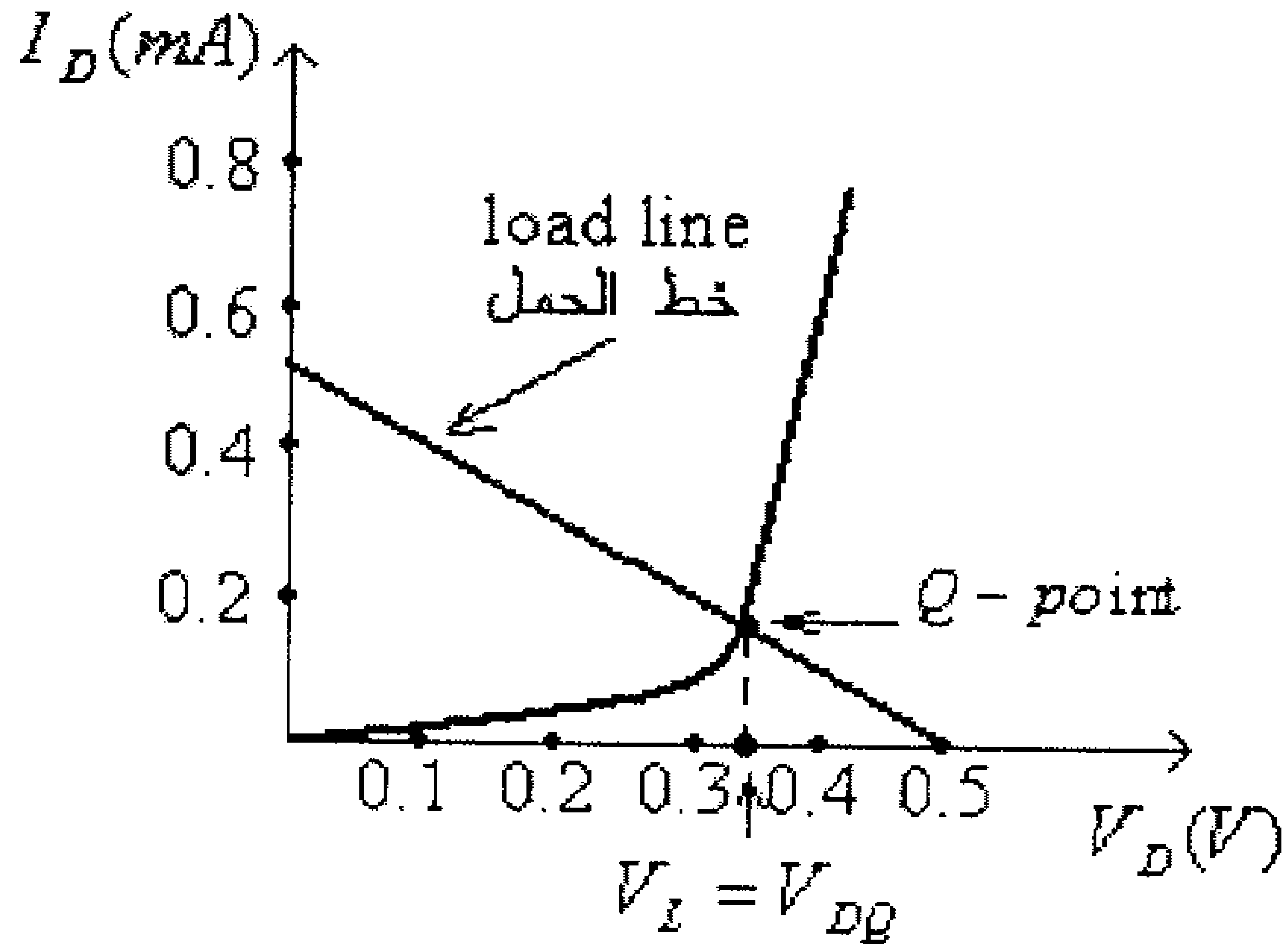
عند $V_D = 0V$، فإن:

$$I_D = \frac{1}{2000} = 0.5x10^{-3}\,A = 0.5mA$$

عند $I_D = 0A$، فإن:

$$V_D = 0.5V$$

الشكل التالي يبين خط الحمل.

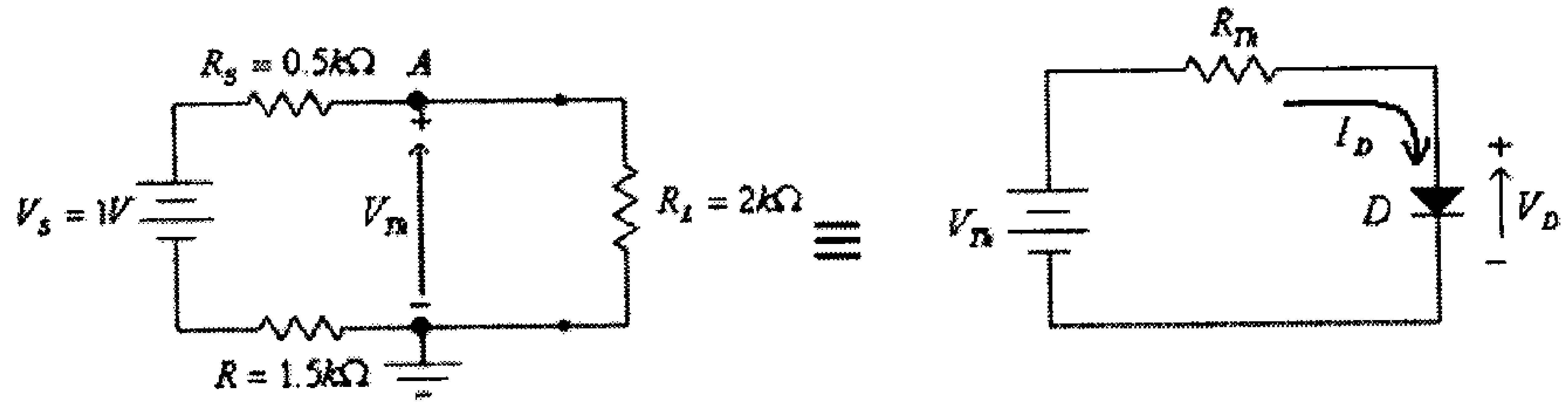


شكل (169)

من هذا الشكل، نجد أن:

$$V_L = V_{DQ} = 0.33V$$

ملاحظة: يمكنك إيجاد معادلة خط الحمل بإستبدال الدائرة السابقة (بعد فصل الديود) بمكافئتها حسب نظرية Thevenin، كما في الشكل التالي.



شكل (170)

هنا:

$$R_{Th} = 1k\Omega$$
$$V_{Th} = 0.5V$$

وبالتالي، فإن معادلة خط الحمل هي:

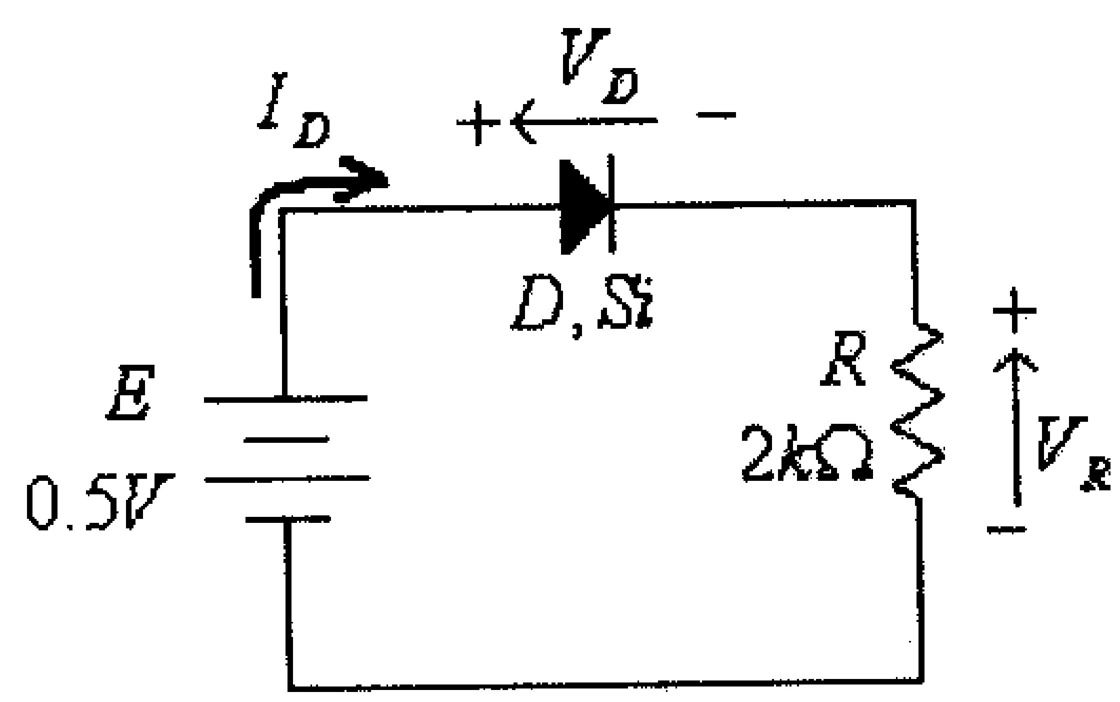
$$R_{Th}.I_D + V_D = V_{Th}$$

أي أن:

$$1000.I_D + V_D = 0.5$$

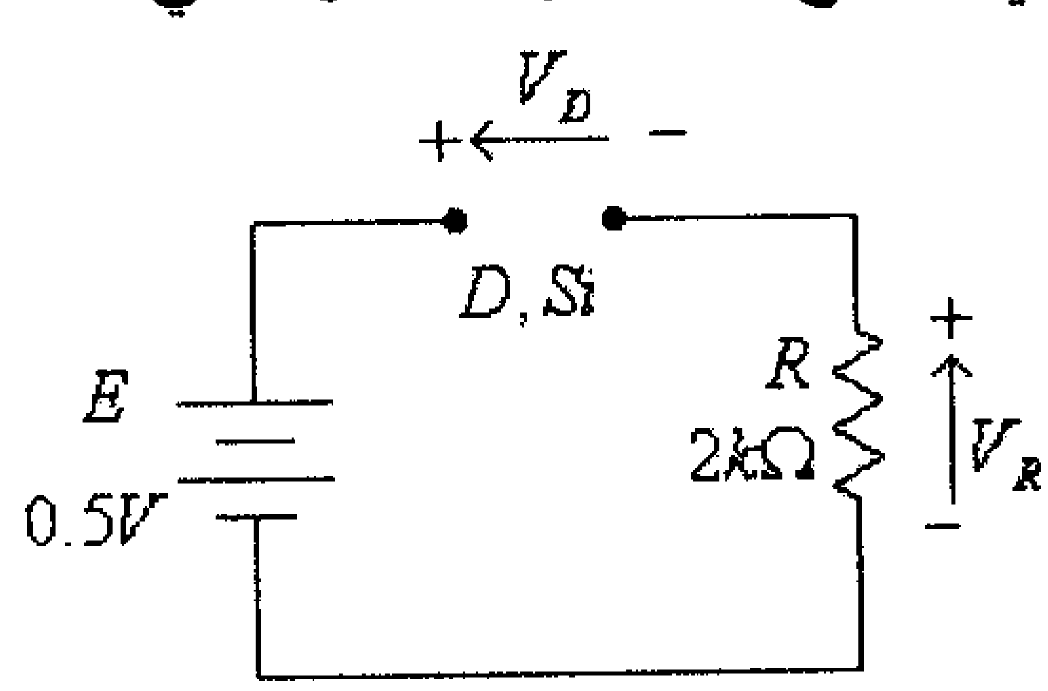
وهي نفس معادلة خط الحمل السابقة.

مثال(3): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_D، I_D.



شكل(171)

الحل: على إفتراض أن الديود في وضع off، فإن الدائرة هي:



شكل (172)

في هذه الدائرة:

$$E - V_D = 0$$

ومنها:

$$V_D = E = 0.5V$$

وبما أن فرق الجهد بين طرفي الديود D أقل من جهد العتبة للديود، V_T، والتي تساوي $0.7V$ فإن الديود في وضع off.

في هذه الدائرة:

$$I_D = 0$$
$$V_D = E = 0.5V$$

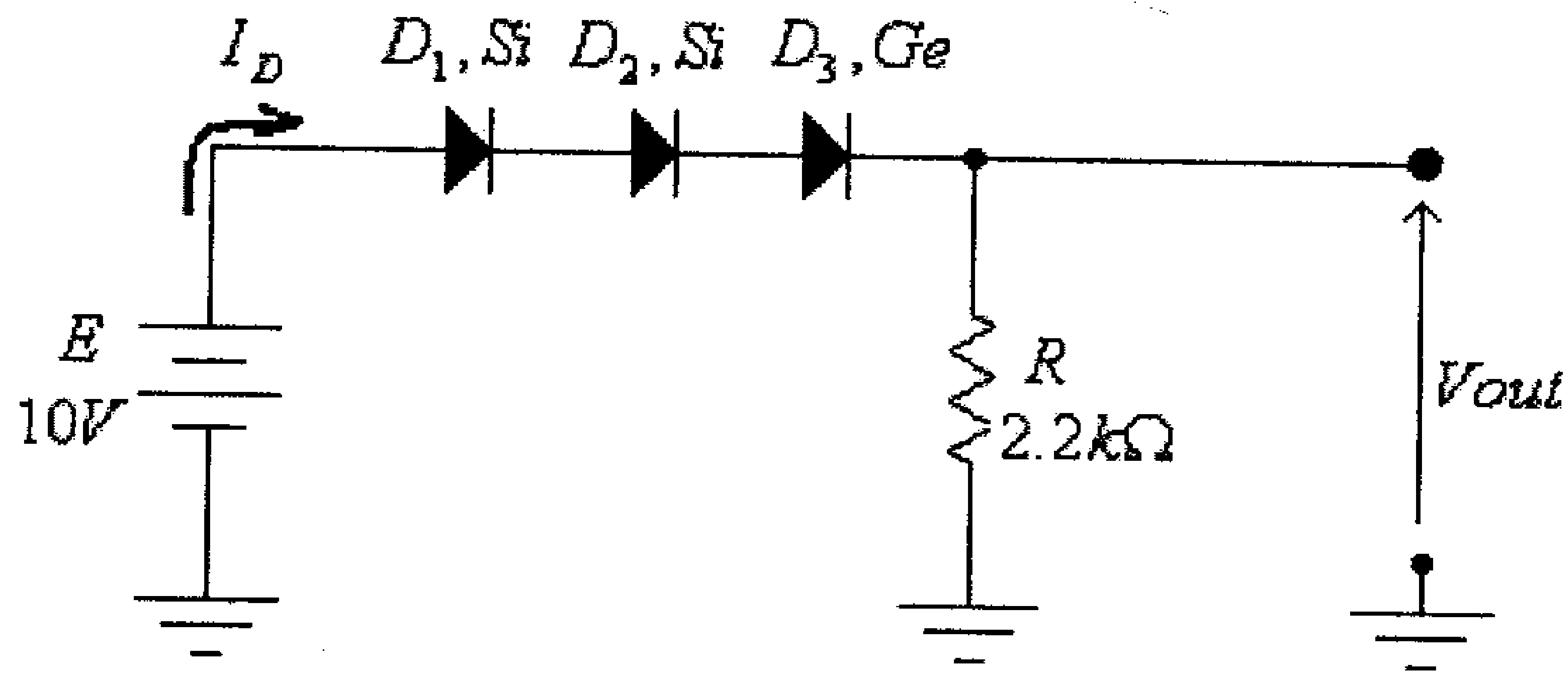
لاحظ أنه لو كان الديود D مصنوعاً من الجرمانيوم فإنه سيكون بوضع on وسيكون التيار خلاله يساوي:

$$I_D = \frac{E - V_T}{R} = \frac{0.5 - 0.3}{2000} = 1x10^{-4} A = 0.1mA$$

وأن فرق الجهد بين طرفي الديود هو:

$$V_D = V_T = 0.3V$$

مثال(4): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: $Vout$ و I_D .

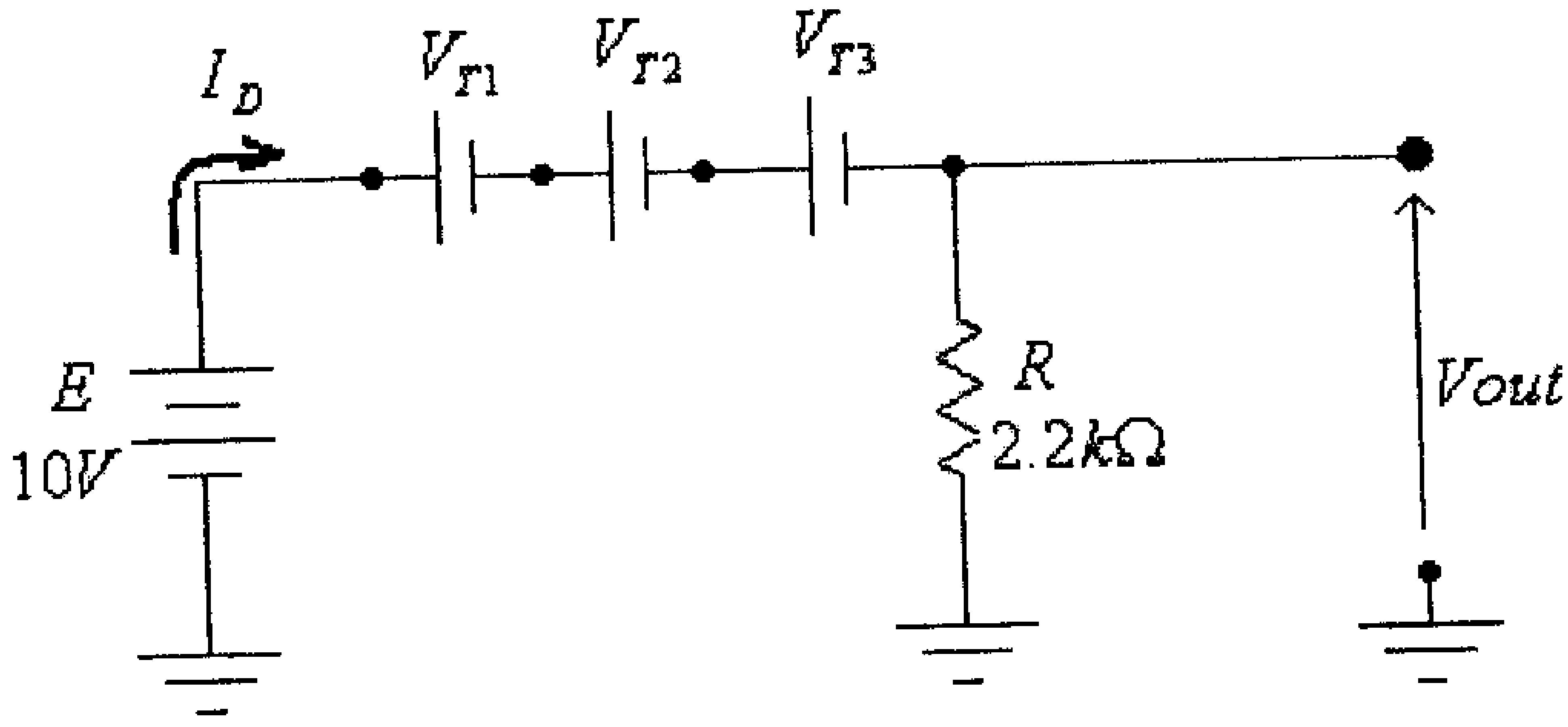


شكل(173)

الحل: من الواضح أن الديودات الثلاثة جميعها في وضع on، لأن جهد المصدر E أكبر من مجموع جهود العتبة (threshold voltages) للديودات الثلاثة، والذي يساوي:

$$V_{T1} + V_{T2} + V_{T3} = 0.7 + 0.7 + 0.3 = 1.7V$$

لذا فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (174)

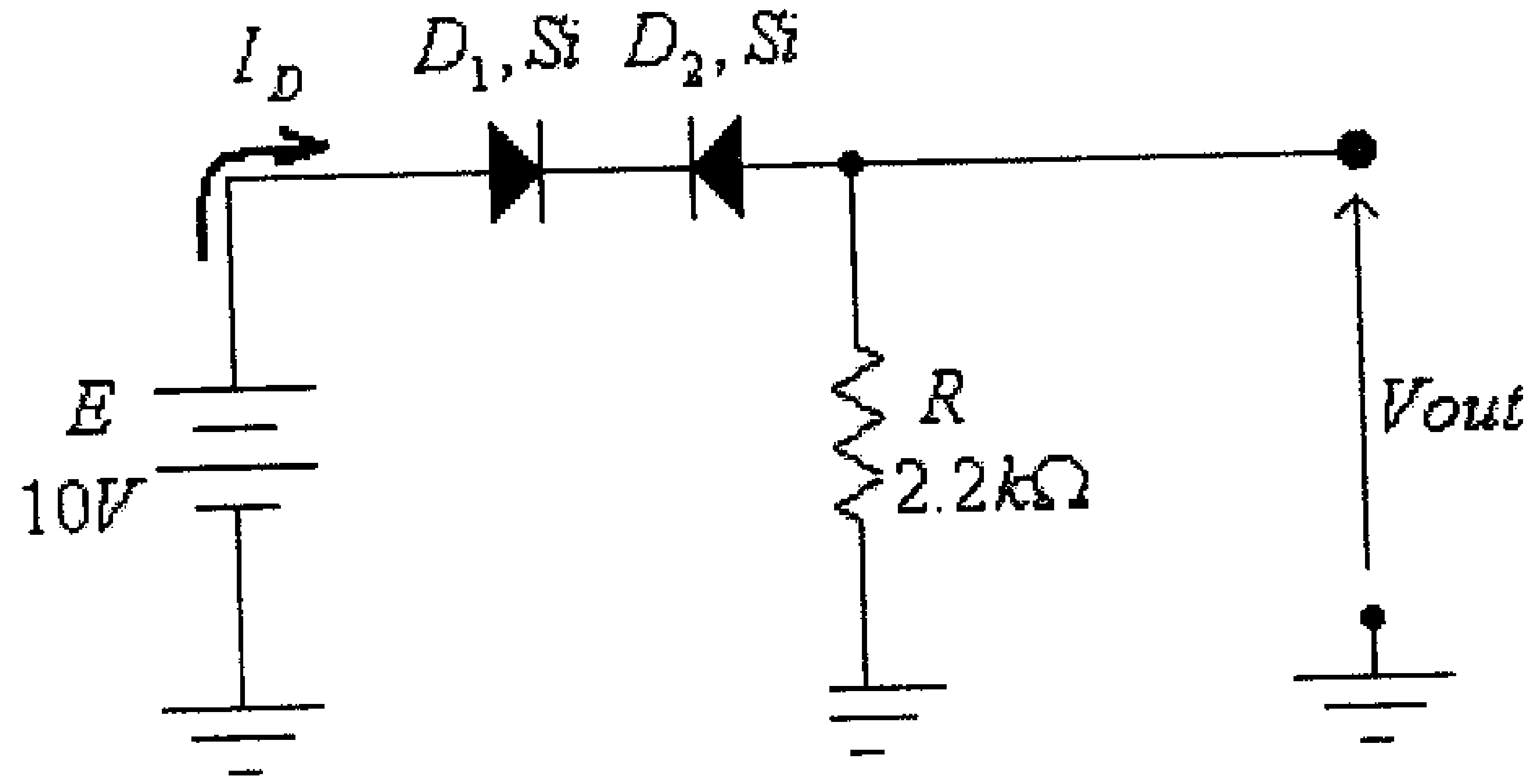
من هذه الدائرة:

$$Vout = E - (V_{T1} + V_{T2} + V_{T3}) = 10 - 1.7 = 8.3V$$

و

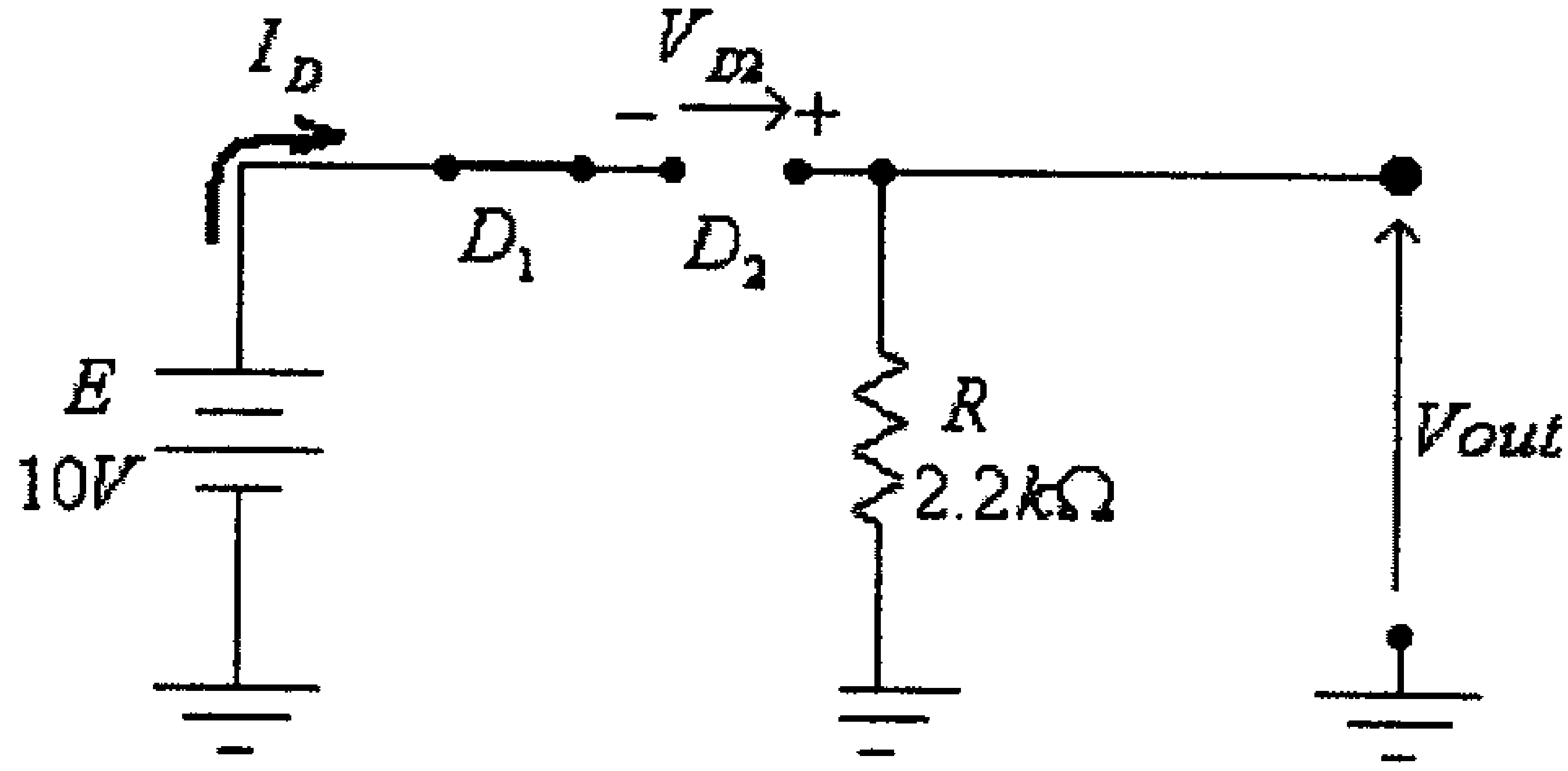
$$I_D = \frac{E - (V_{T1} + V_{T2} + V_{T3})}{R} = \frac{8.3}{2.2x10^3} = 0.0038A = 3.8mA$$

مثال(5): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_{D1}، V_{D2}، I_D و $Vout$.



شكل(175)

الحل: في هذه الدائرة فإن التيار I_D سيكون مساوياً لتيار التسرب العكسي (تيار الإشباع، I_S) للديود D_2 والذي قيمته قليلة جداً وتقارب الصفر، لهذا فإن الديود D_1 سيكون في وضع on والديود D_2 في وضع off (لأن التيار I_D سيكون في الإتجاه الموجب للديود D_1 وفي الإتجاه السالب للديود D_2)، وعليه تكون الدائرة المكافئة هي:



شكل (176)

في هذه الدائرة:

$$I_D \approx 0$$

لأنه يساوي تيار التسرب العكسي للديود D_2 كما ذكر سابقاً.

وكذلك:

$$E + V_{D2} = 0$$

ومنها:

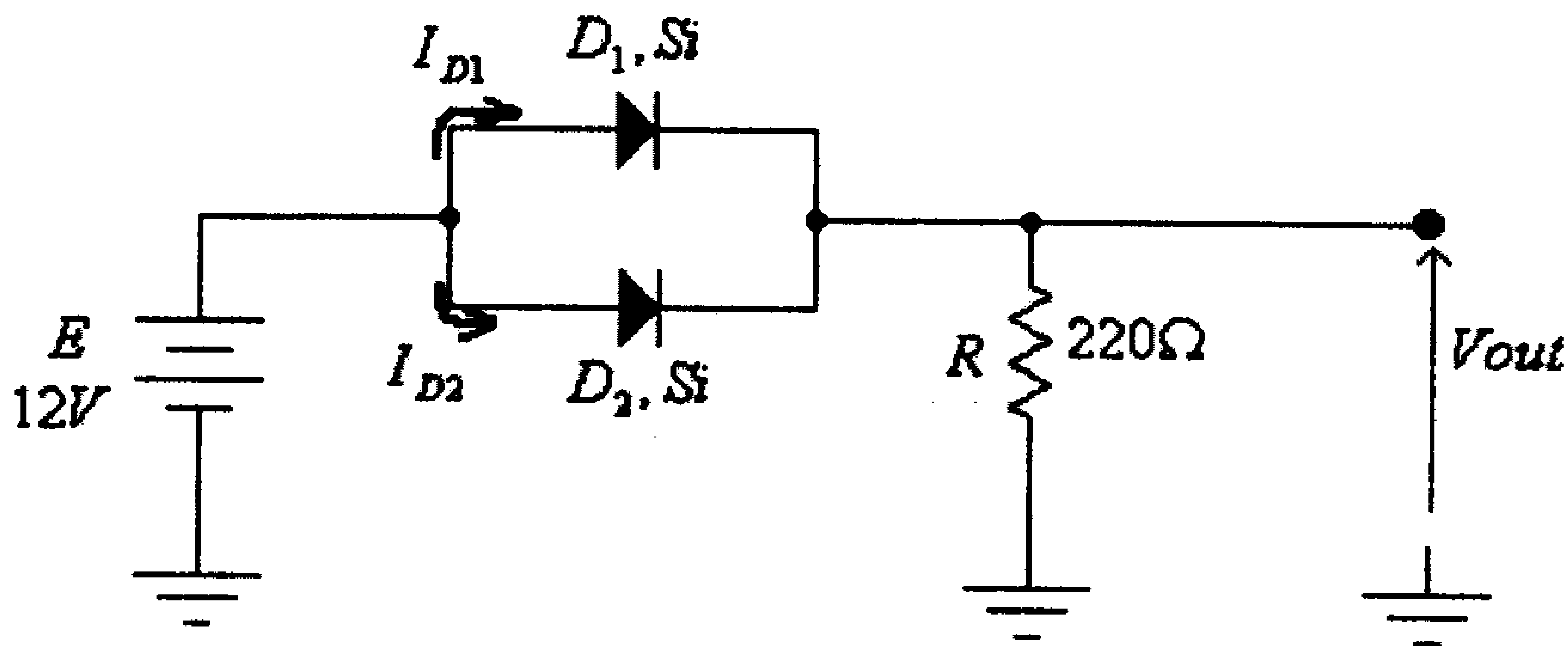
$$V_{D2} = -E = -10V$$

وكذلك:

$$Vout = I_D.R = 0$$

$$V_{D1} = 0$$

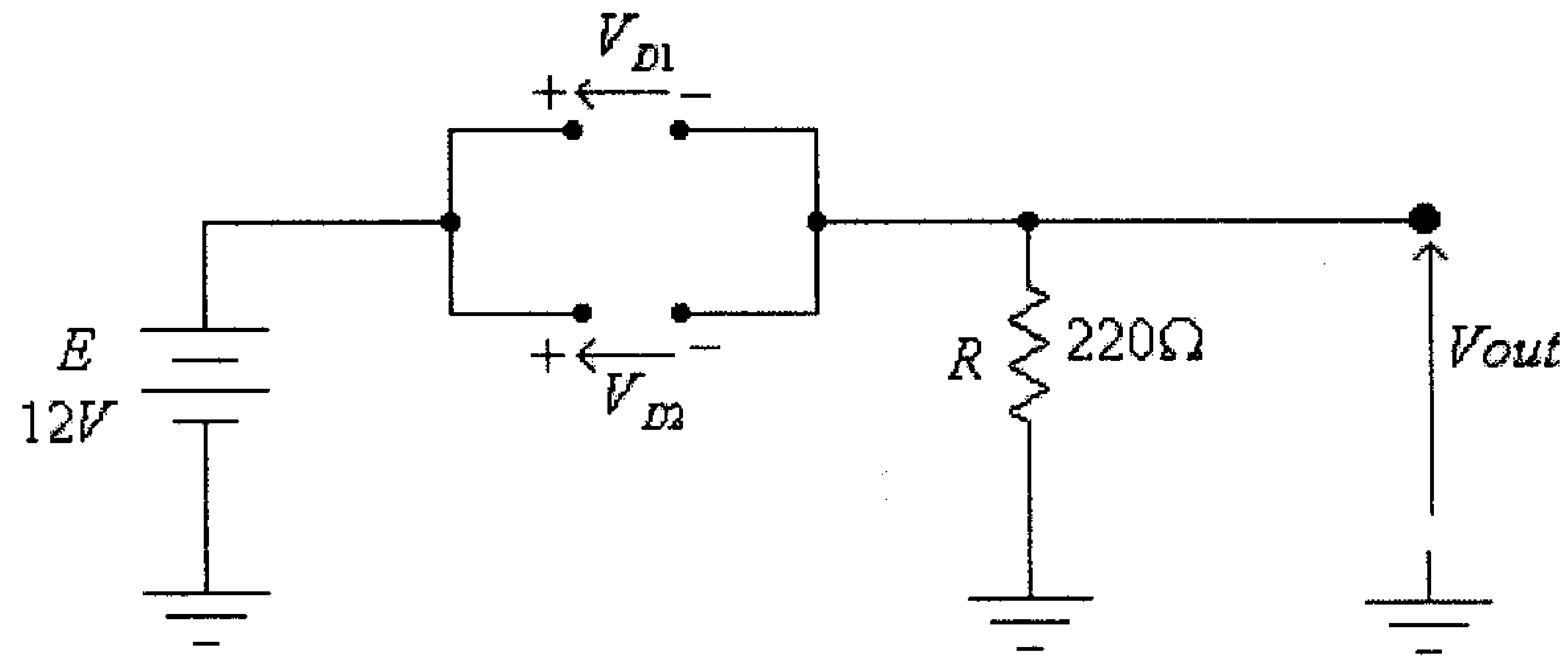
مثال(6): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{D1} ، I_{D2} ، V_{D1} ، V_{D2} و $Vout$



شكل (177)

الحل:

بأفتراض أن الديودين في وضع off، فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (178)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{D1} = 0$$

ومنها:

$$V_{D1} = E = 12V$$

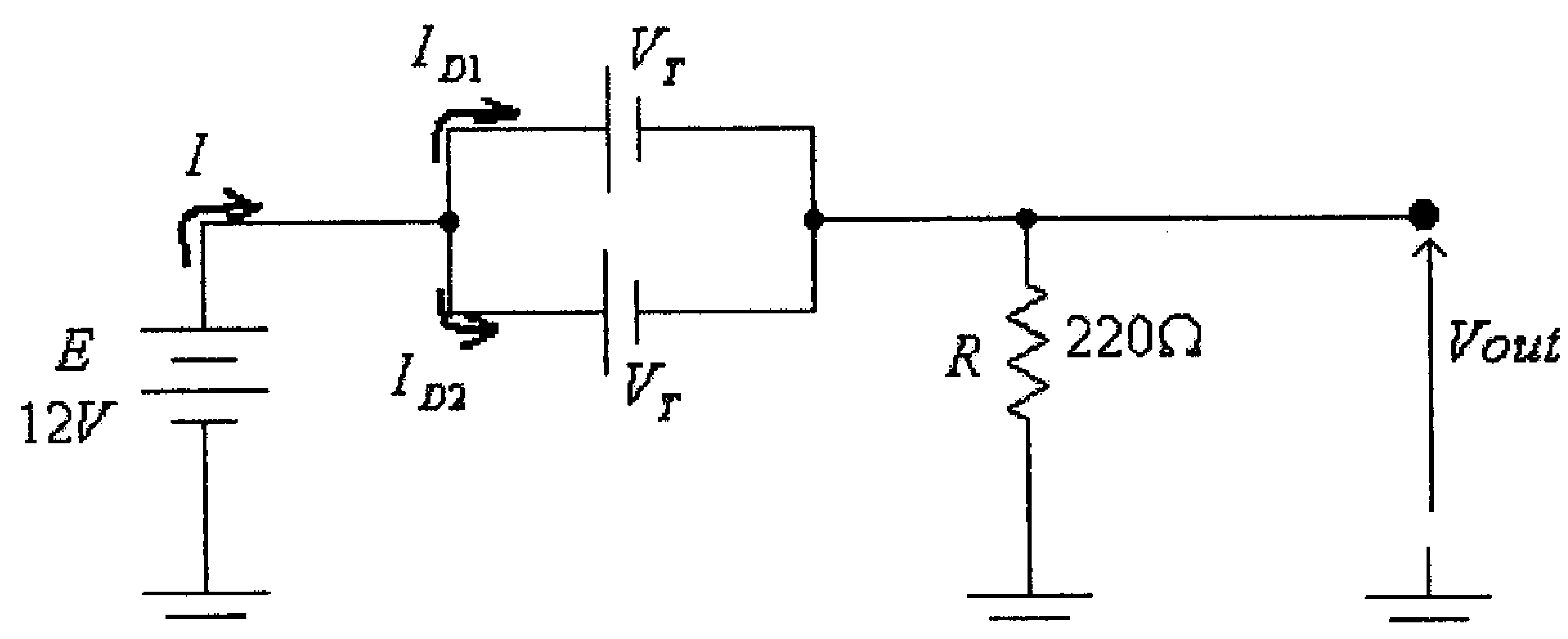
وكذلك:

$$E - V_{D2} = 0$$

ومنها:

$$V_{D2} = E = 12V$$

أي أن قيمة كل من V_{D1} و V_{D2} أكبر من جهد العتبة (threshold voltage)، وهذا يعني أن الديودين في وضع on. والدائرة المكافئة هي:



شكل (179)

في هذه الدائرة:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_T = 0.7V$$

$$Vout = E - V_T = 12 - 0.7 = 11.3V$$

وكذلك:

$$I = \frac{E - V_T}{R} = \frac{12 - 0.7}{220} = 0.0514A = 51.4mA$$

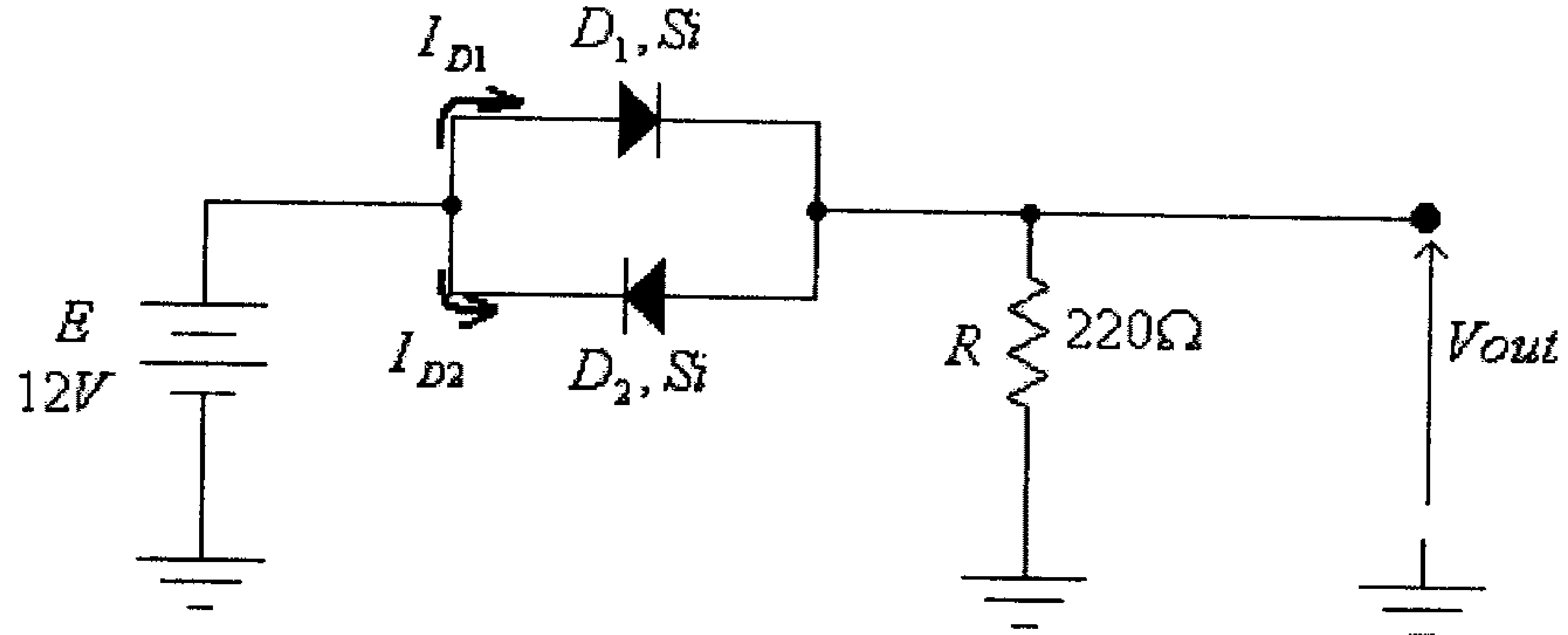
وهذا التيار سيتم تقسيمه بالتساوي بين الديودين D_1 و D_2 (على إفتراض أن لهما نفس الخاصية). لذا:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2} = \frac{51}{2} = 25.7mA$$

لاحظ أن التيار سينقسم بالتساوي بين هذين الديودين في حال أن لهما نفس الخاصية، ولكن للإختلاف الموجود بين خواص الديودات (حتى لو كانت من نفس النوع) فإن التيار لن ينقسم بين هذين الديودين بالتساوي، فمثلاً أحد هذين الديودين سيمر فيه 60% من التيار الكلي والأخر سيمر فيه 40% من التيار الكلي.

لاحظ أن توصيل الديودات على التوازي يمكن أن يستخدم عندما تكون قيمة التيار كبيرة.

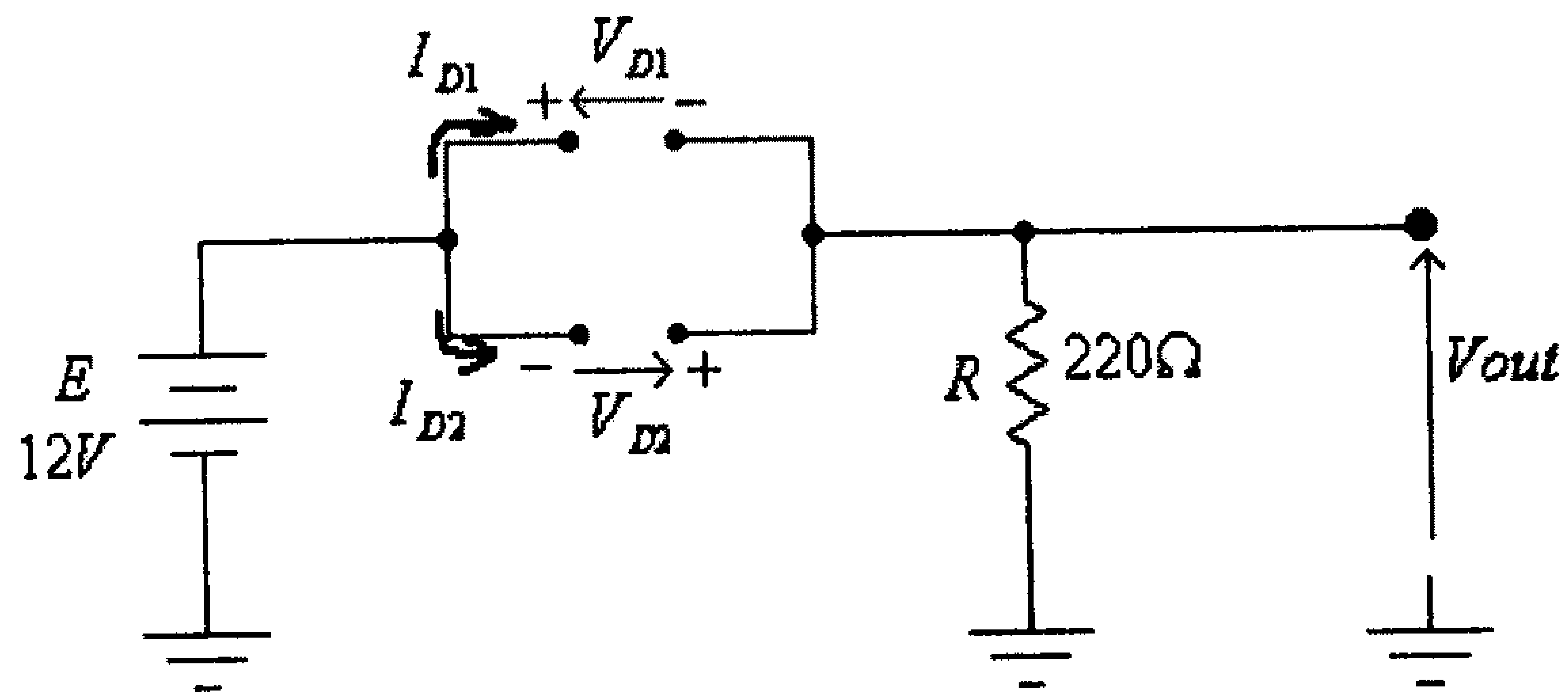
مثال(7): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{D1}، I_{D2}، V_{D1}، V_{D2} و $Vout$



شكل (180)

الحل:

بأفتراض أن الديودين في وضع off، فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (181)

في هذه الدائرة:

$$E - V_{D1} = 0$$

ومنها:

$$V_{D1} = E = 12V$$

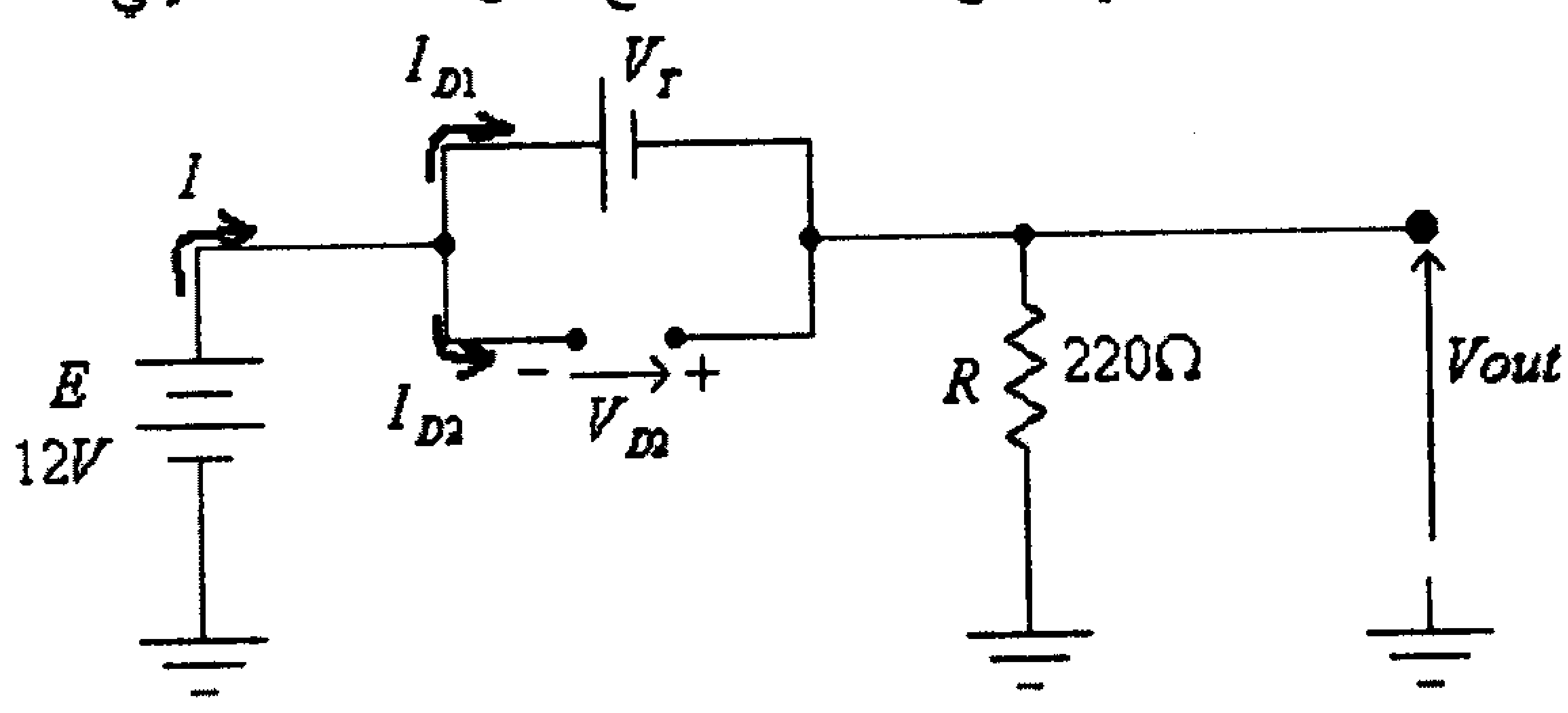
وكذلك:

$$E + V_{D2} = 0$$

ومنها:

$$V_{D2} = -E = -12V$$

أي أن قيمة V_{D1} أكبر من جهد العتبة (threshold voltage) والديود D_1 في وضع on، بينما V_{D2} سالبة والديود D_2 في وضع off، لهذا تصبح الدائرة المكافئة كما يلي:



شكل (182)

في هذه الدائرة:

$$I = I_{D1} = \frac{E - V_T}{R} = \frac{12 - 0.7}{220} = 0.0514A = 51.4mA$$

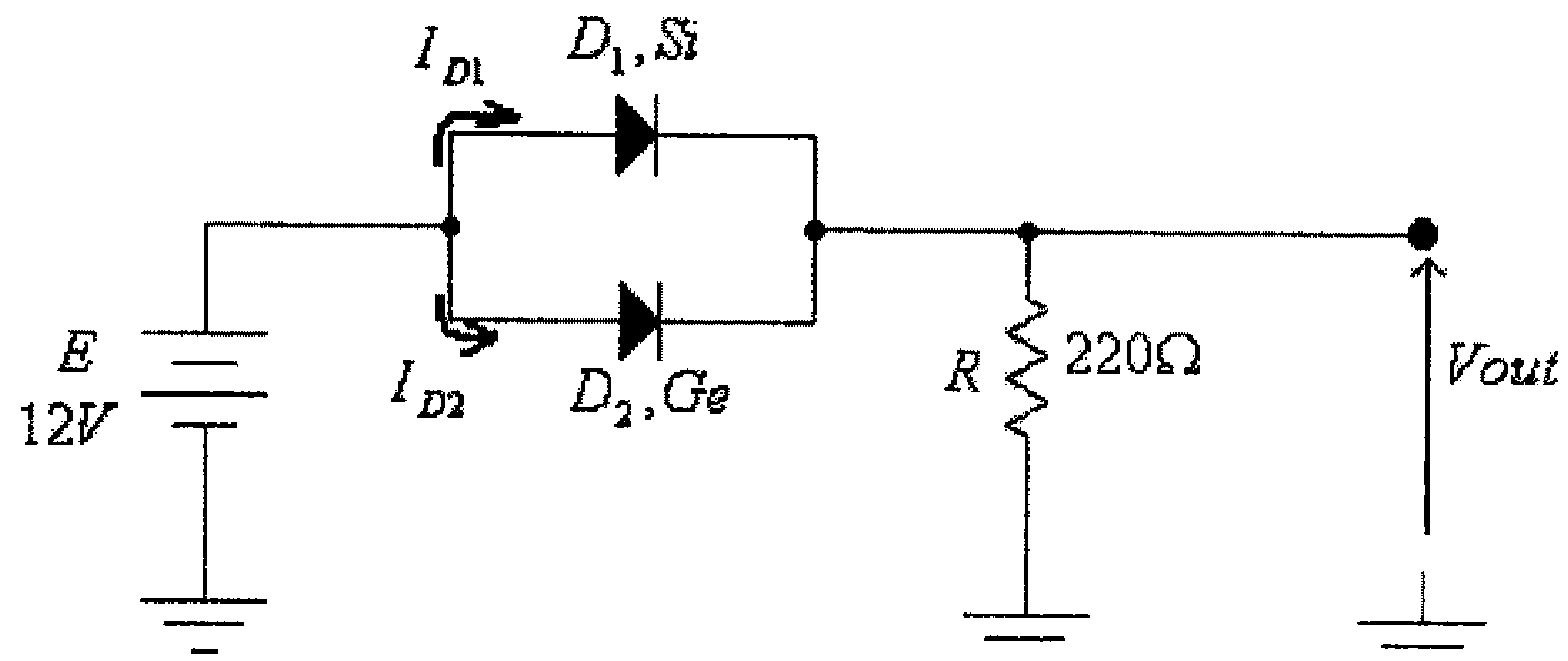
$$I_{D2} = 0$$

$$V_{D1} = V_T = 0.7V$$

$$V_{D2} = -V_T = -0.7V$$

$$Vout = E - V_T = 12 - 0.7 = 11.3V$$

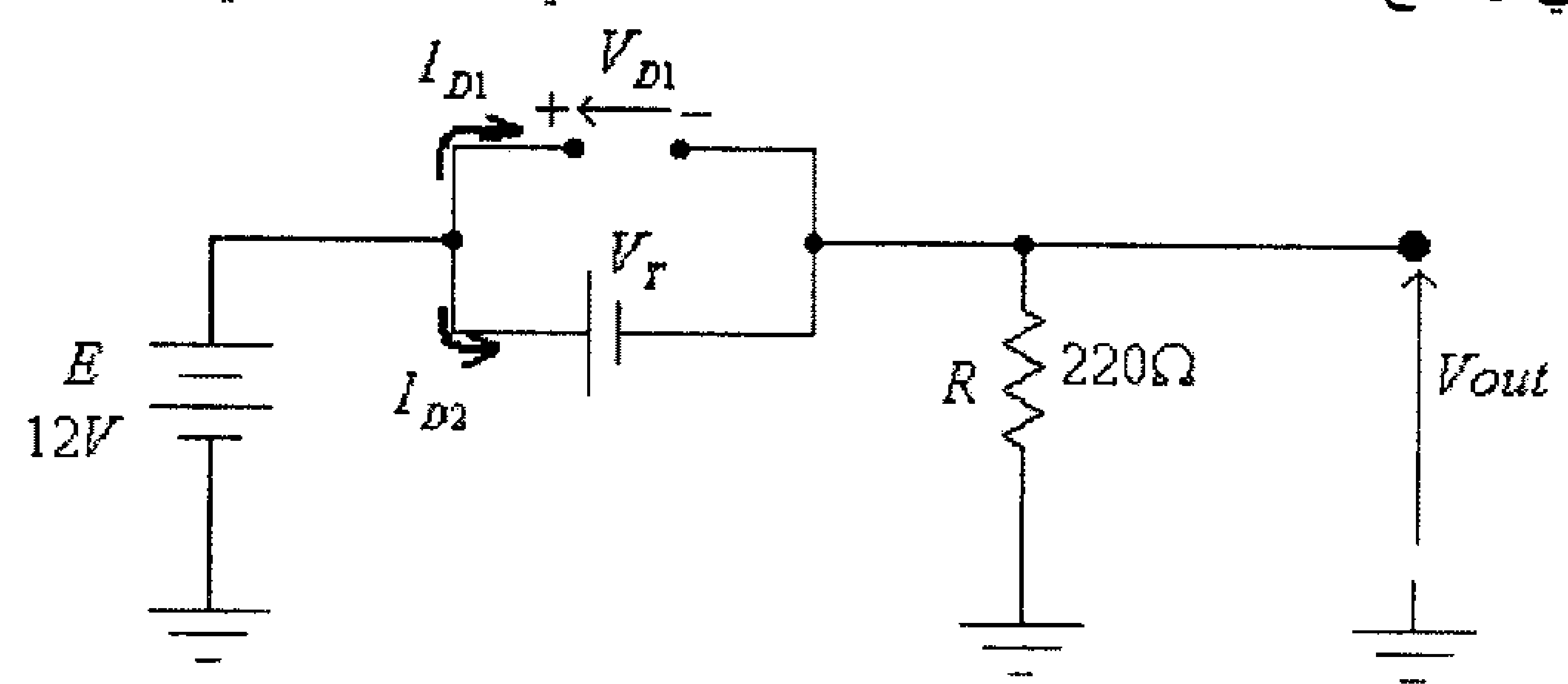
مثال(8): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{D1}، I_{D2}، V_{D1}، V_{D2} و $Vout$



شكل (183)

الحل:

في هذه الدائرة وحيث أن جهد العتبة (threshold voltage) للديود D_2 أقل من جهد العتبة للديود D_1، فعندما يصبح الديود D_2 في وضع on فإن فرق الجهد بين طرفي الديود D_1 سيكون أقل من جهد العتبة لهذا الديود، لذا في هذه الدائرة يكون الديود D_2 في وضع on والديود D_1 في وضع off، وتكون الدائرة المكافئة كما هي بالشكل التالي:



شكل (184)

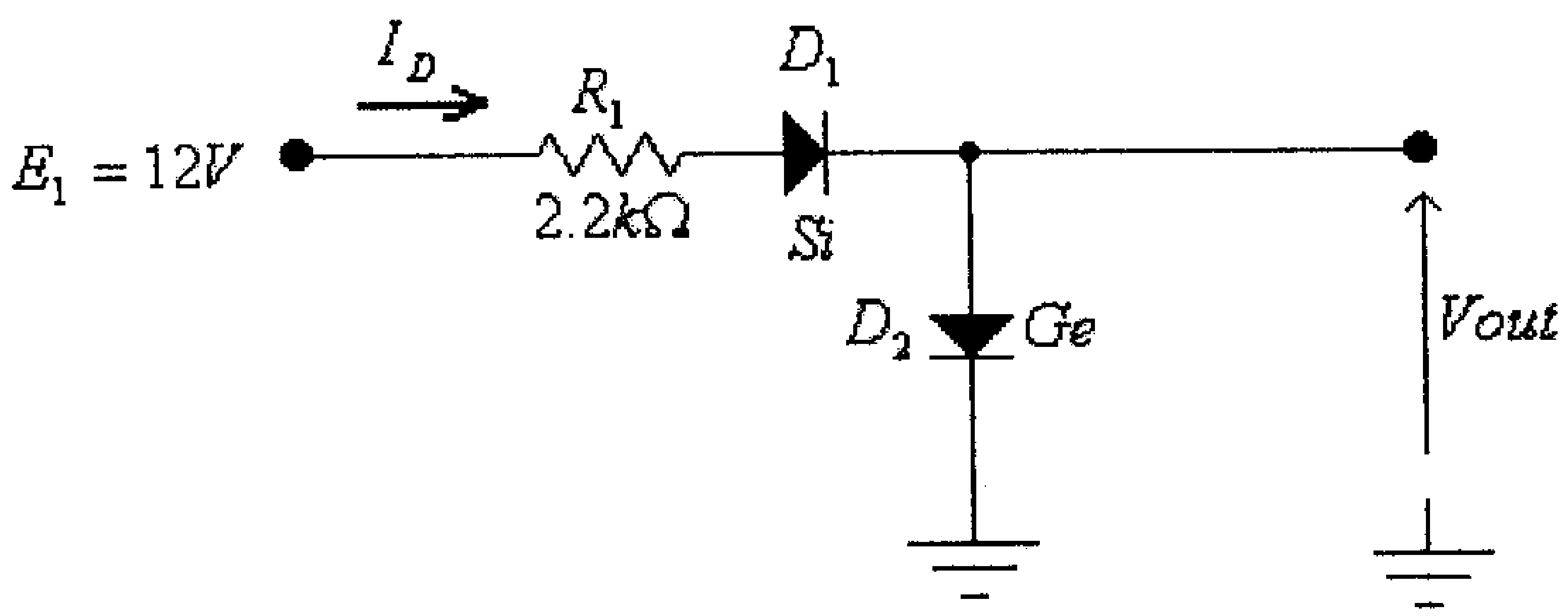
من هذه الدائرة:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_T = 0.3V$$
$$Vout = E - V_T = 12 - 0.3 = 11.7V$$

وكذلك:

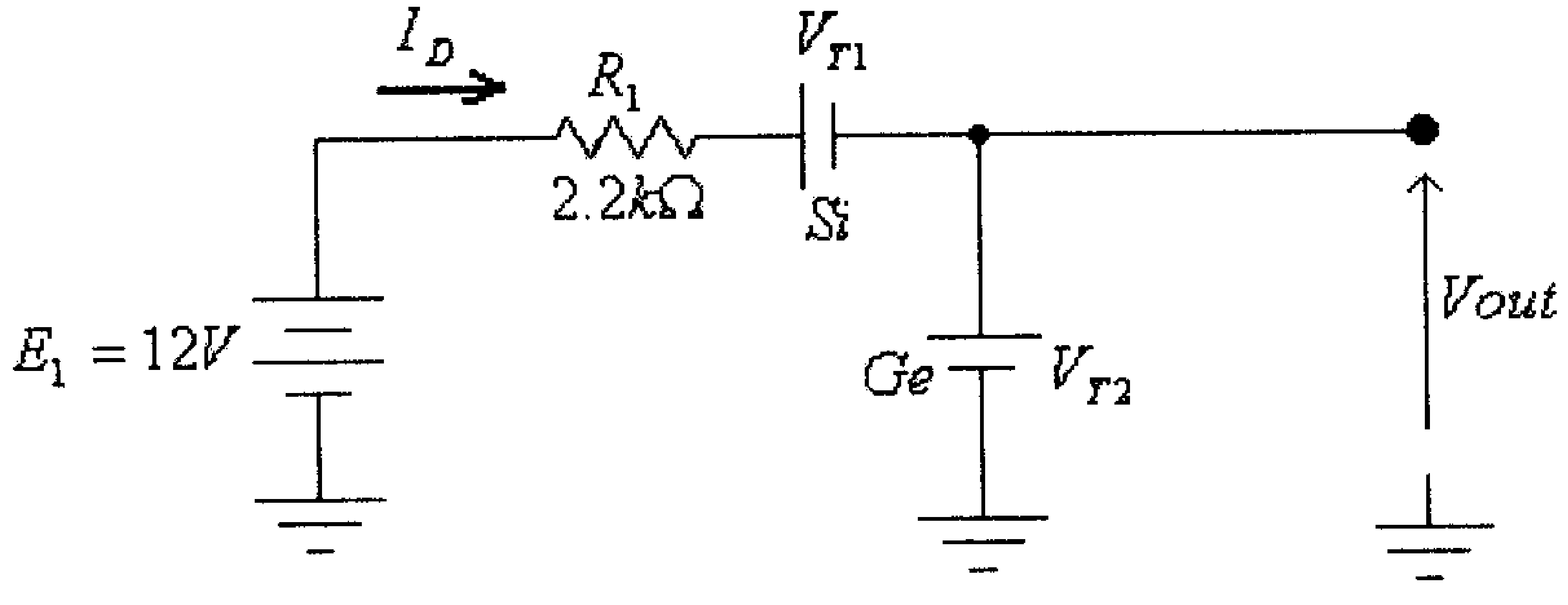
$$I_{D2} = \frac{E - V_T}{R} = \frac{12 - 0.3}{220} = 0.0532A = 53.2mA$$
$$I_{D1} = 0$$

مثال(9): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D و $Vout$



شكل (185)

الحل: الديودان في وضع on لأن فولطية المصدر E_1 أكبر من مجموع فولطيتي العتبة لهذين الديودين، لذا فإن الدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل(186)

في هذه الدائرة:

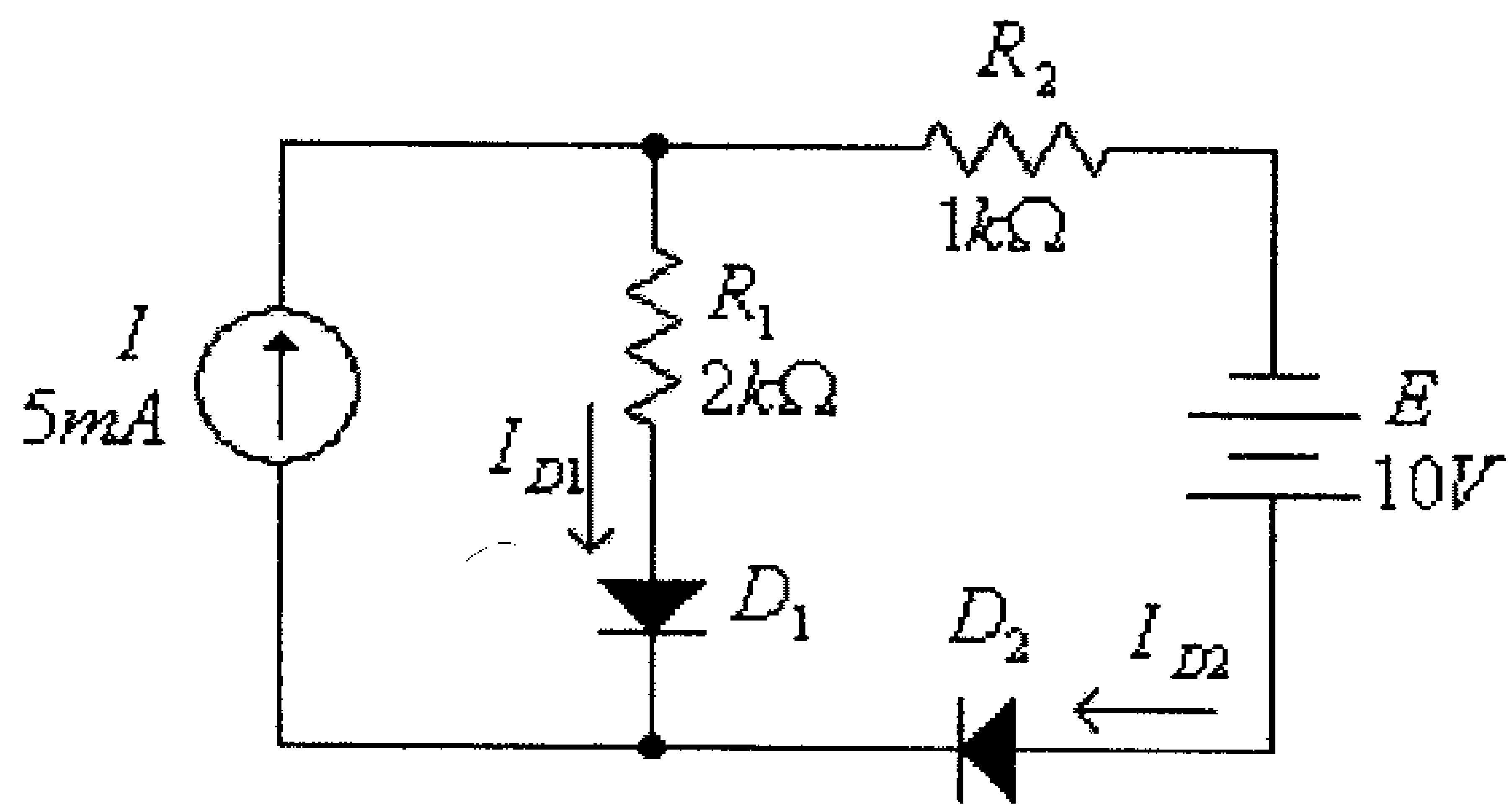
$$I_D = \frac{E_1 - V_{T1} - V_{T2}}{R_1} = \frac{12 - 0.7 - 0.3}{2200} = 0.005A = 5mA$$

وهذا التيار يمر في كل من الديودين.

وكذلك:

$$Vout = V_{T2} = 0.3V$$

مثال(10): في الدائرة التالية وبإفتراض أن كل من الديودين مثاليين، أوجد قيمة كل من I_{D1} و I_{D2}.



شكل(187)

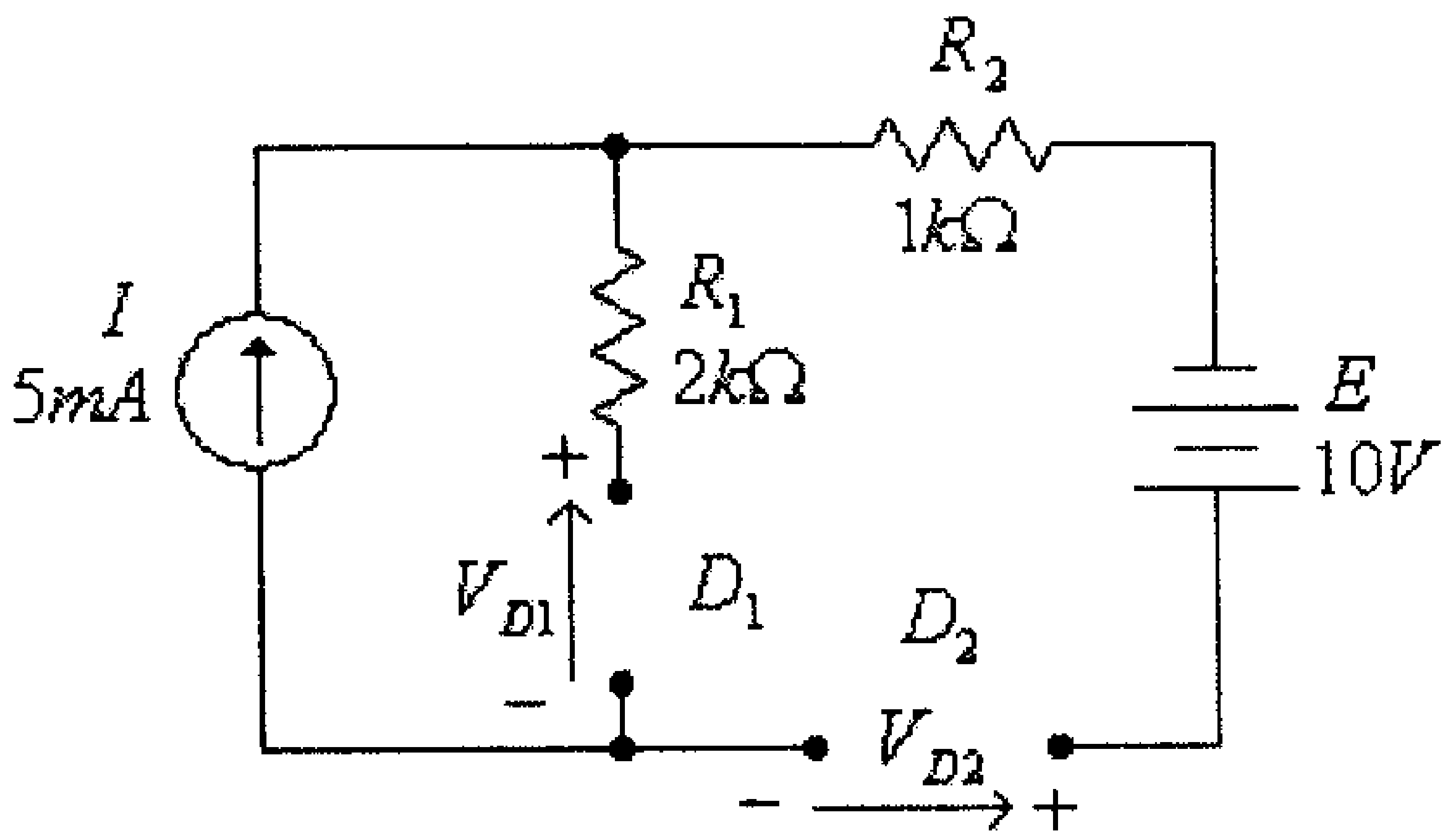
الحل:

تبدأ دراسة هذه الدائرة بتحديد حالة كل من الديودين D_1 و D_2 ، وهناك أربعة احتمالات مبينة في الجدول ادناه:

No.	State of D_1	State of D_2
1	*off*	*off*
2	*off*	*on*
3	*on*	*off*
4	*on*	*on*

ويتم الآن ولكل حالة من هذه الحالات استبدال الديود بدائرته المكافئة والتأكد من صحة الحالة التي تم إفتراضها، وذلك كما يلي:

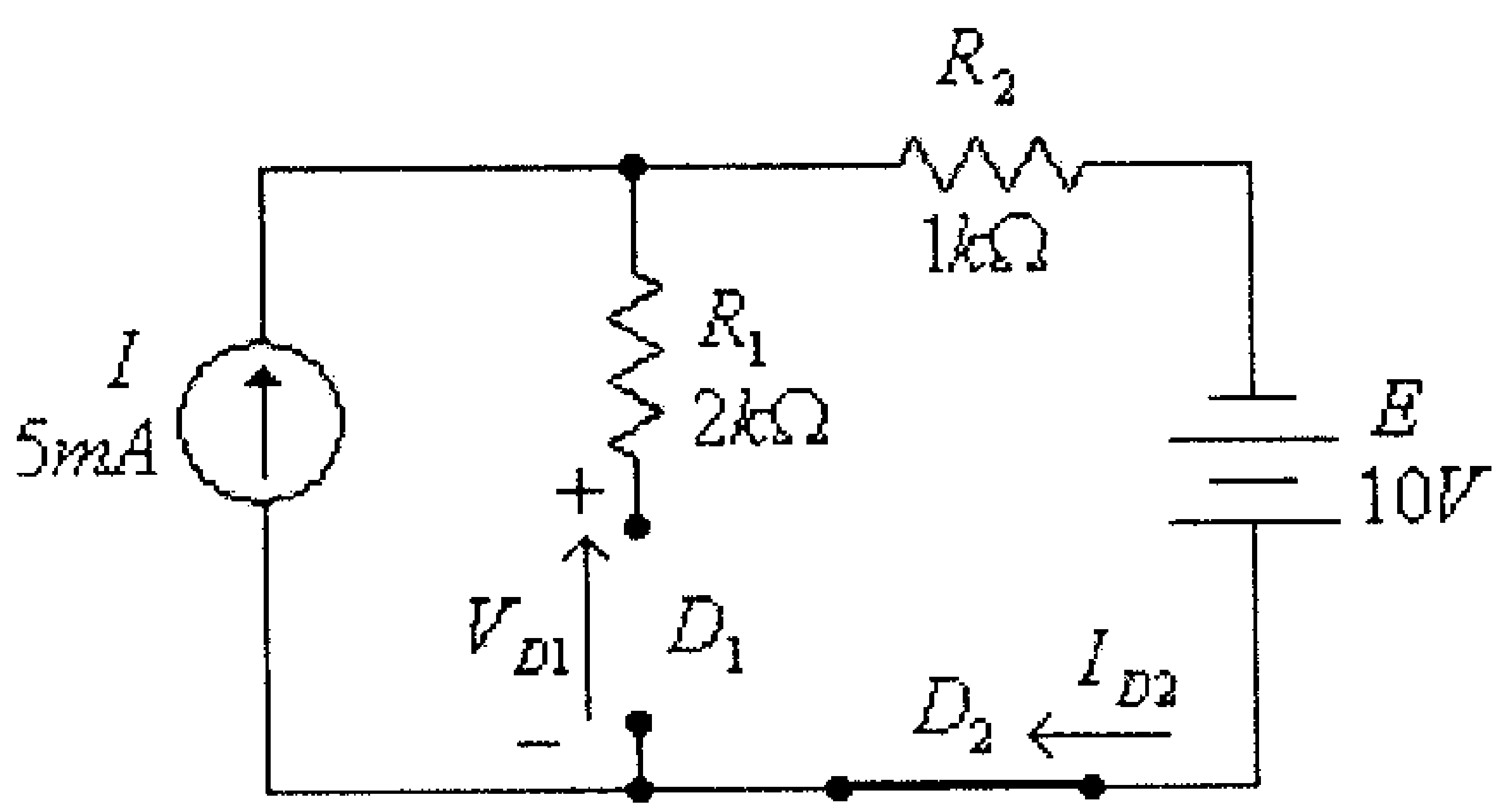
أ) الحالة الأولى: وتكون الدائرة المكافئة في هذه الحالة هي:



شكل (188)

وهذه الحالة غير مقبولة ، كونه لا يوجد حلقة مغلقة لمرور تيار المصدر I.

ب) الحالة الثانية : وتكون الدائرة المكافئة هي:



شكل (189)

في هذه الدائرة:

$$I_{D2} = I = 5mA > 0$$

وكذلك:

$$V_{D1} - I_{D2}.R_2 + E = 0$$

ومنها:

$$V_{D1} = I_{D2}.R_2 - E = 5x10^{-3}(1x10^3) - 10 = -5V < 0$$

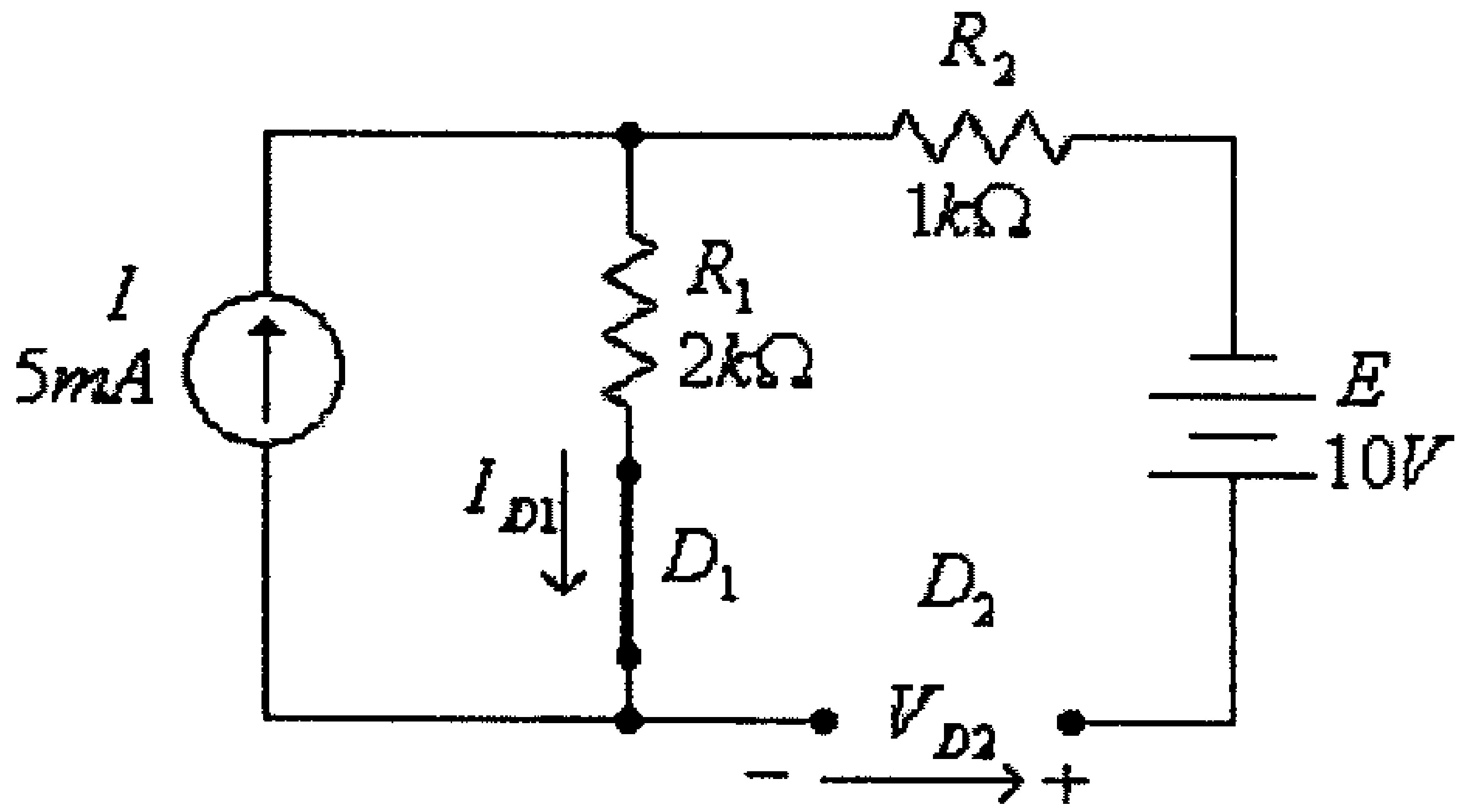
وهذا يدل على أن هذه الفرضية صحيحة، أي أن:

$$I_{D2} = 5mA$$

و:

$$I_{D1} = 0$$

ولو قمت بفحص صحة الأحتمالين الثالث والرابع، لوجدت أن الدائرة المكافئة في حالة كون الديود D_1 في وضع On والديود D_2 في وضع Off ، هي:



شكل (190)

في هذه الدائرة:

$$I_{D1} = 5mA > 0$$

ولكن:

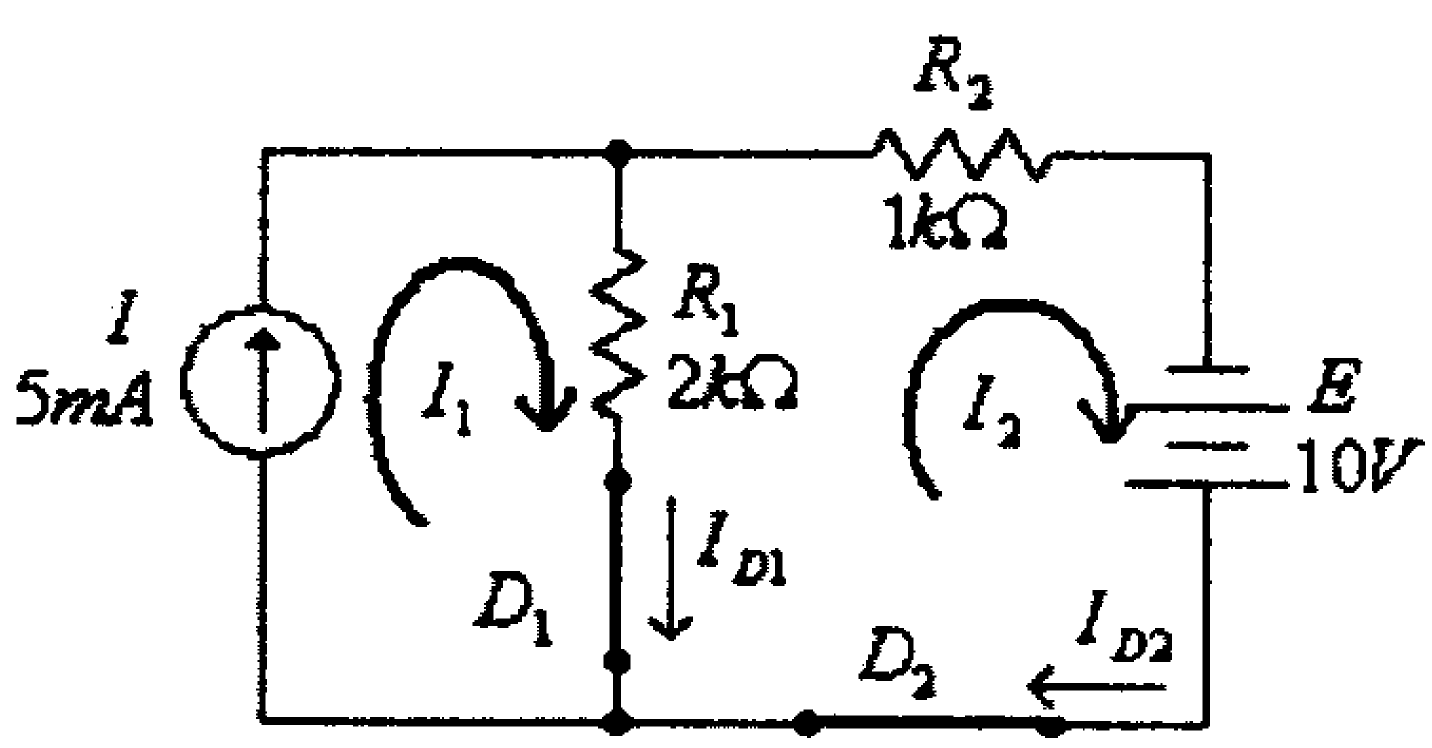
$$E - V_{D2} + I_{D1}.R_1 = 0$$

ومنها:

$$V_{D2} = E + I_{D1}.R1 = 10 + 5x10^{-3}(2x10^{3}) = 20V > 0$$

وهذا يناقض إفتراض أن D_2 في وضع Off

وفي الحالة الأخيرة، وهي كون كل من الديودين في وضع On، فإن الدائرة المكافئة هي:



شكل (191)

في هذه الدائرة، فإن:

$$I_1 = I = 5mA$$

ولكن:

$$(I_2 - I_1).R_1 + I_2.R_2 = E$$

أي أن:

$$(2x10^3)(I_2 - 0.005) + 1000 I_2 = 10$$

ومنها:

$$I_2 = 0.0067 A = 6.7mA$$

وبالتالي، فإن:

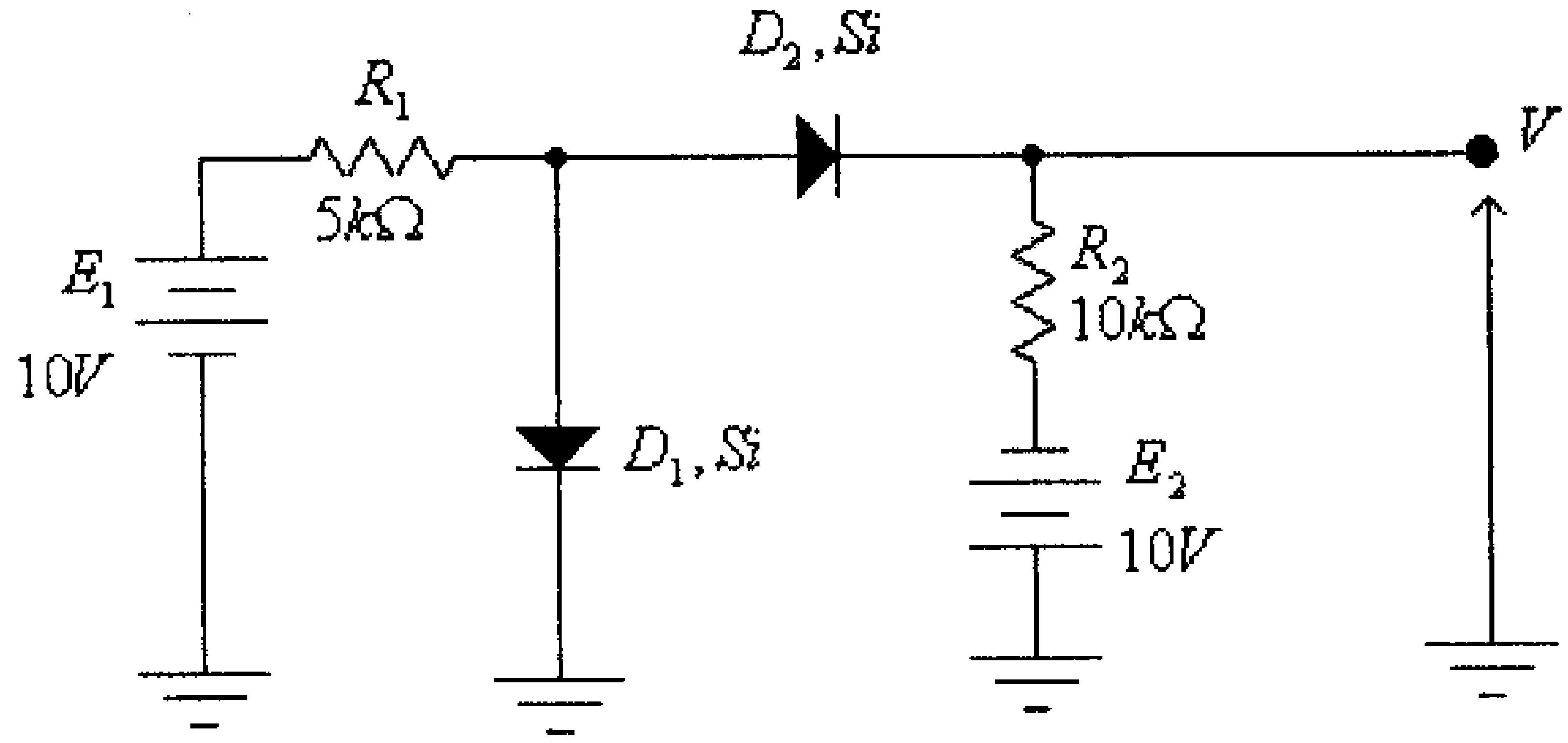
$$I_{D2} = I_2 = 6.7mA > 0$$

ولكن:

$$I_{D1} = I_1 - I_2 = 5mA - 6.7mA = -1.7mA < 0$$

وهذا يناقض ما تم أفتراضه من أن الديود D_1 في وضع On .

مثال (11): في الدائرة التالية، أوجد قيمة الجهد V.

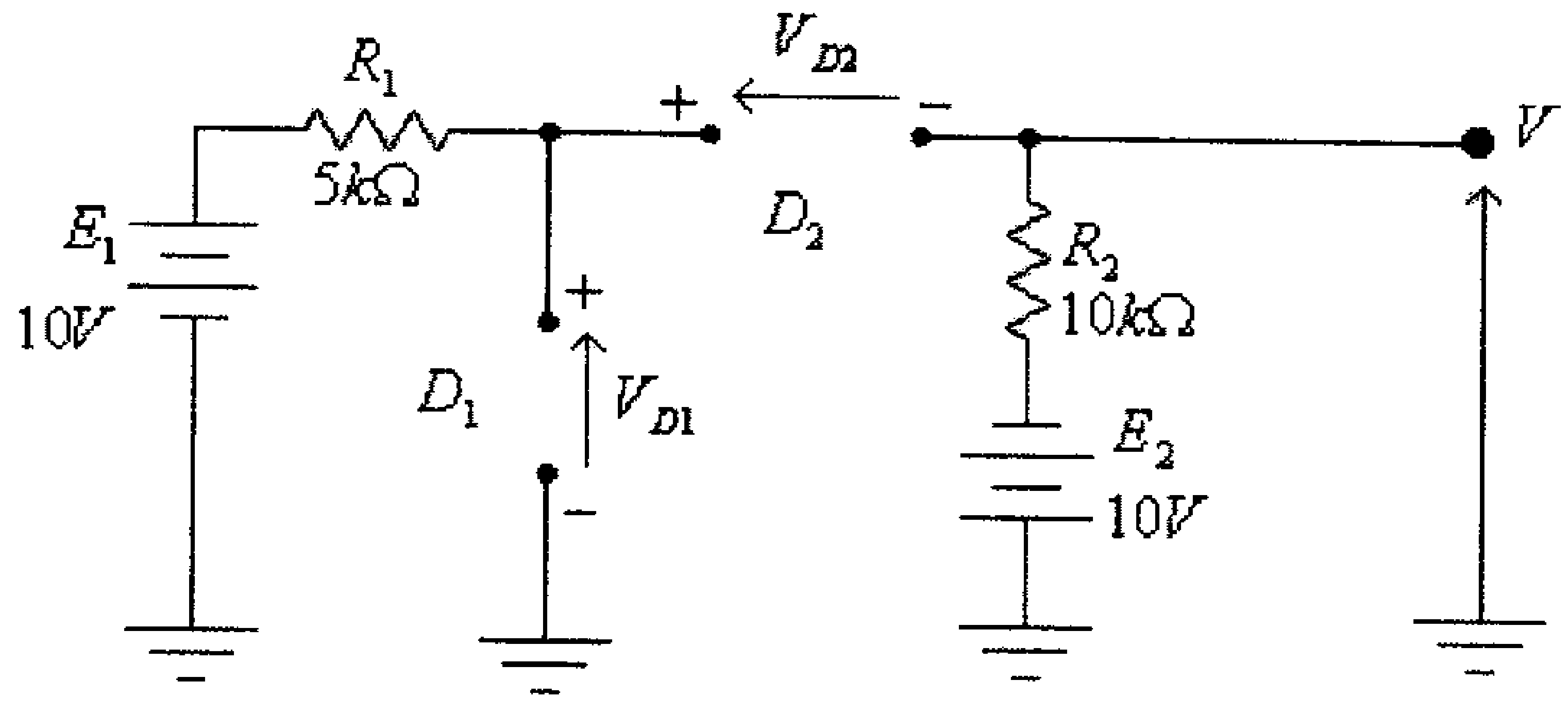


شكل (192)

الحل:

وكما في المثال السابق، نبدأ بتحديد حالة كل من الديودين D_1 و D_2 .

أ) الحالة الأولى: الديودان D_1 و D_2 في وضعة Off، الدائرة المكافئة في هذه الحالة، هي:



شكل (193)

في هذه الدائرة:

$$V_{D1} = E_1 = 10V > 0.7$$

وكذلك:

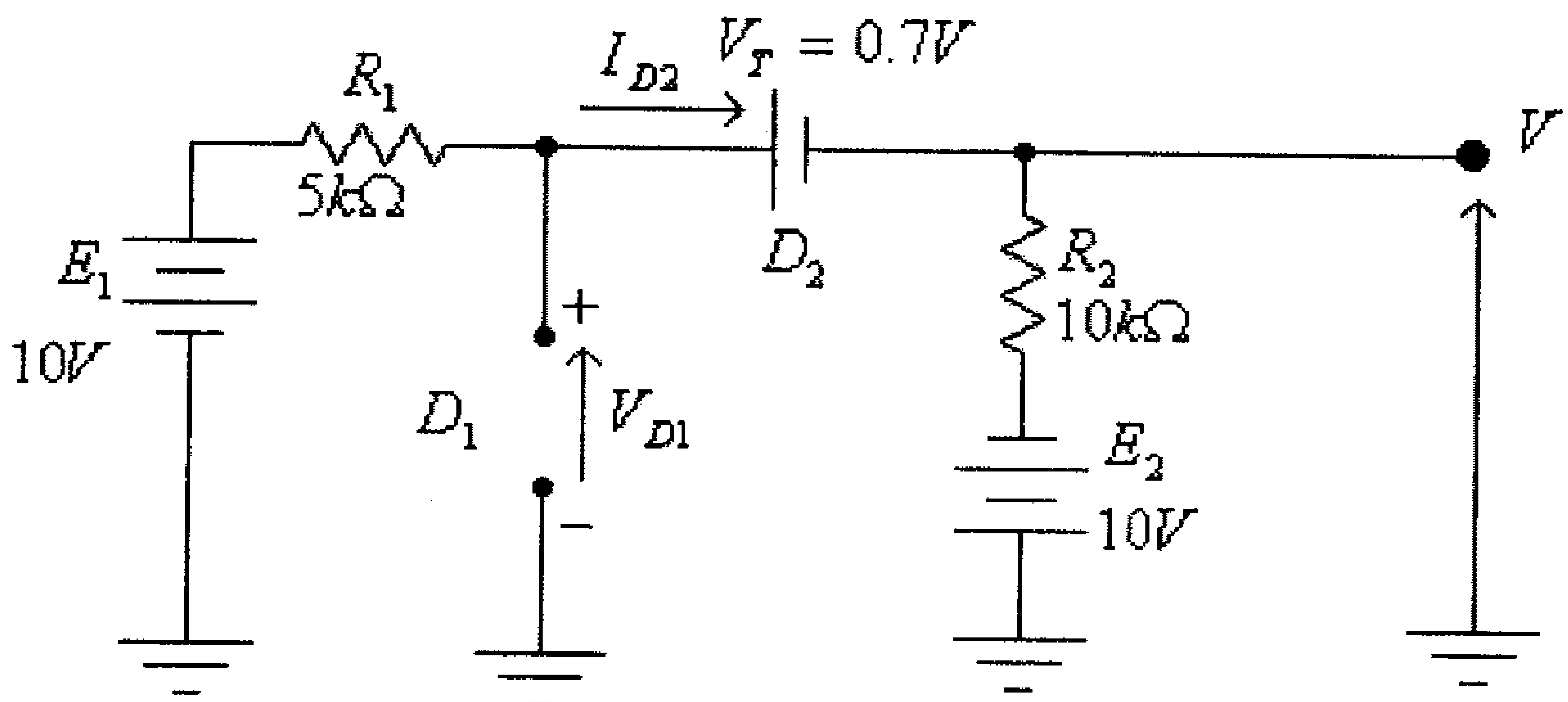
$$E_1 - V_{D2} + E_2 = 0$$

ومنها:

$$V_{D2} = E_1 + E_2 = 10 + 10 = 20V > 0$$

أي أن إفتراض أن الديودان D_1 و D_2 في حالة Off غير صحيح.

ب) الحالة الثانية: الديود D_1 في وضع Off والديود D_2 في وضع On، الدائرة المكافئة في هذه الحالة، هي:



شكل (194)

في هذه الدائرة:

$$I_{D2} = \frac{E_1 + E_2 - V_T}{R_1 + R_2} = \frac{19.3}{15x10^3} = 0.0013A = 1.3mA > 0$$

ولكن:

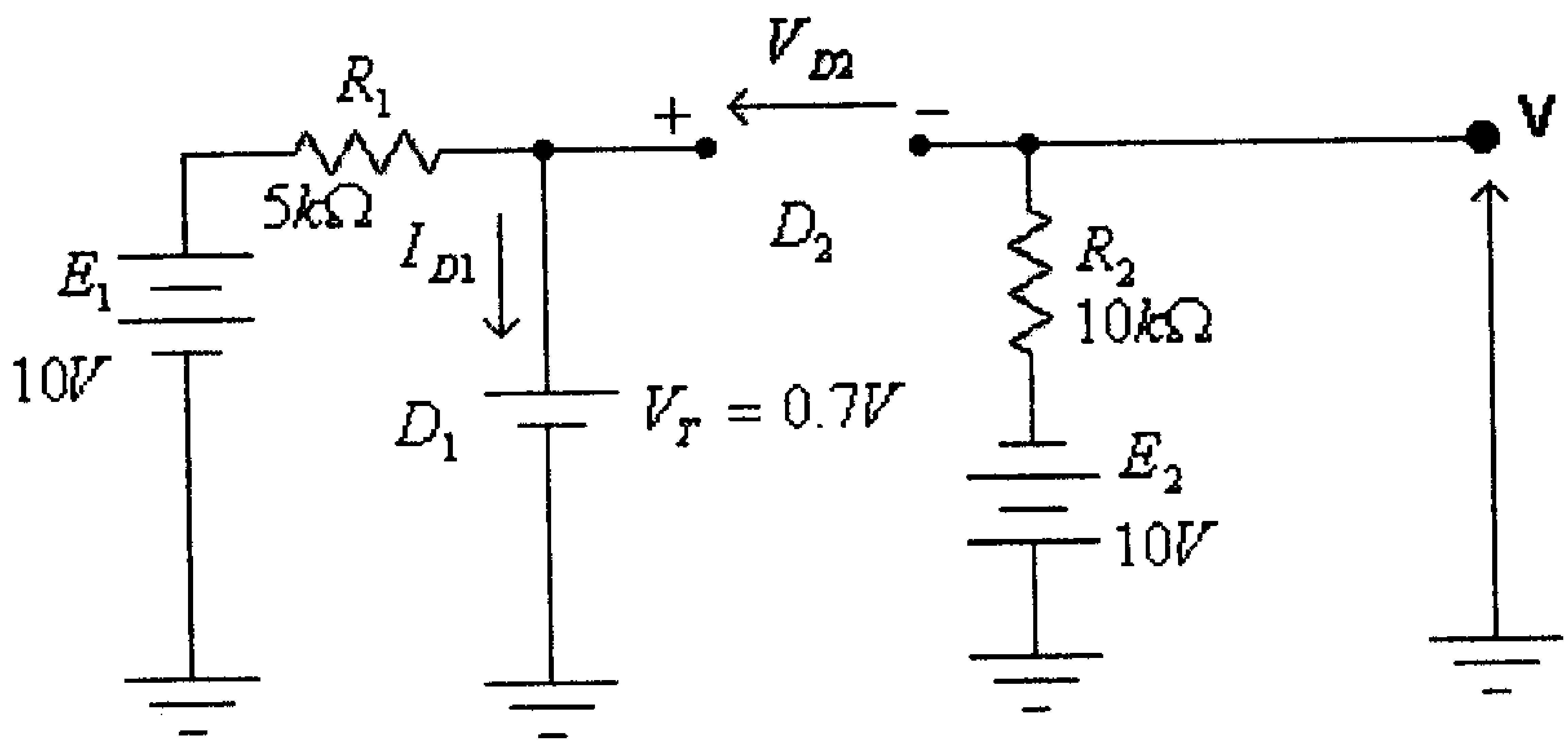
$$E_1 - I_{D2}.R_1 - V_{D1} = 0$$

ومنها:

$$V_{D1} = E_1 - I_{D2}.R_1 = 10 - 1.3x10^{-3}(5x10^3) = 3.5V > 0$$

أي أن الديود D_1 يجب أن يكون في وضع On، وهذا يناقض ما تم إفتراضه مسبقاً.

ج) الحالة الثالثة: الديود D_1 في وضع On والديود D_2 في وضع Off، الدائرة المكافئة في هذه الحالة، هي:



شكل (195)

في هذه الدائرة:

$$I_{D1} = \frac{E_1 - V_T}{R_1} = \frac{10 - 0.7}{5x10^3} = 0.0019A = 1.9mA > 0$$

ولكن:

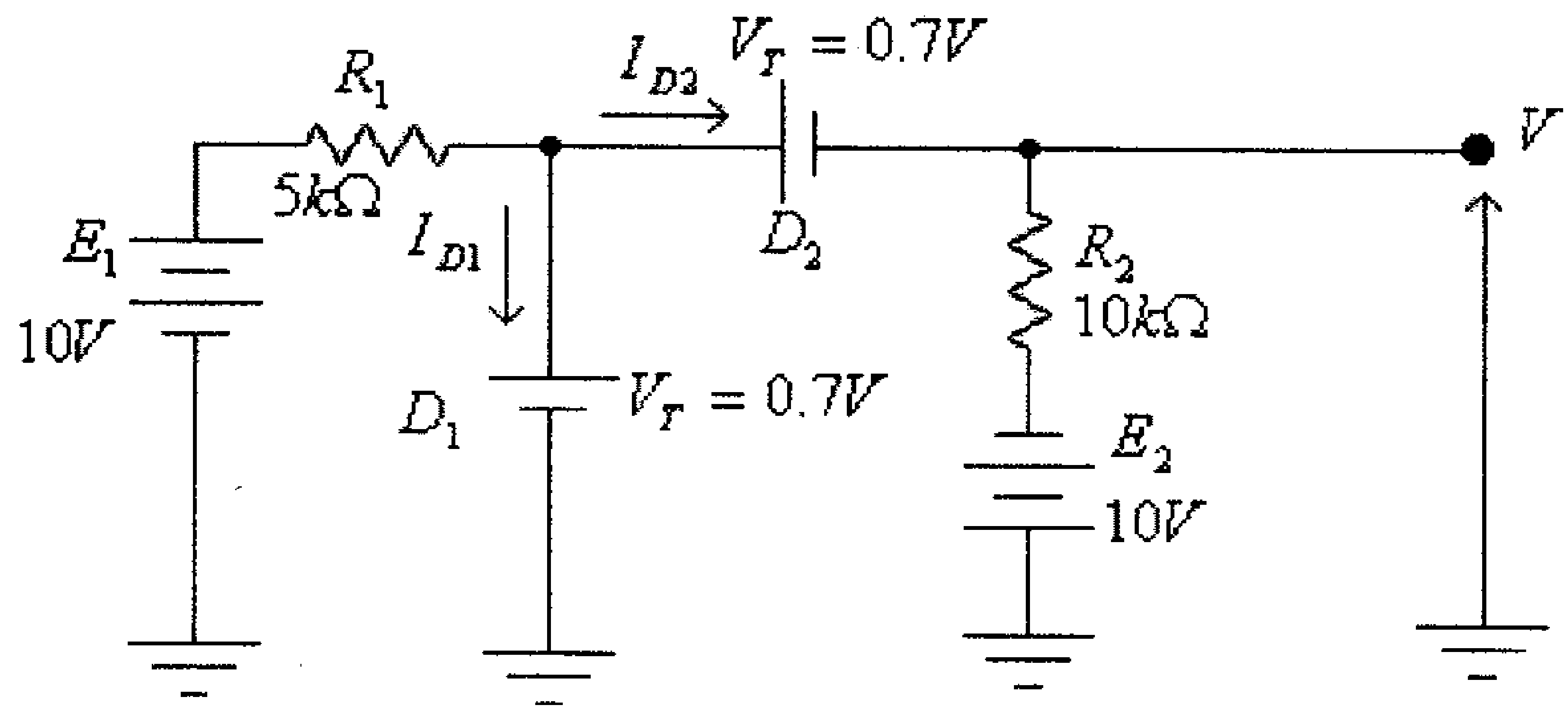
$$V_{D2} - V_T - E_2 = 0$$

ومنها:

$$V_{D2} = V_T + E_2 = 0.7 + 10 = 10.7 > 0$$

أي أن الديود D_2 يجب أن يكون في وضع On، وهذا يناقض ما تم إفتراضه مسبقاً.

د) الديودان D_1 و D_2 في حالة On ، الدائرة المكافئة في هذه الحالة، هي:



شكل (196)

في هذه الدائرة:

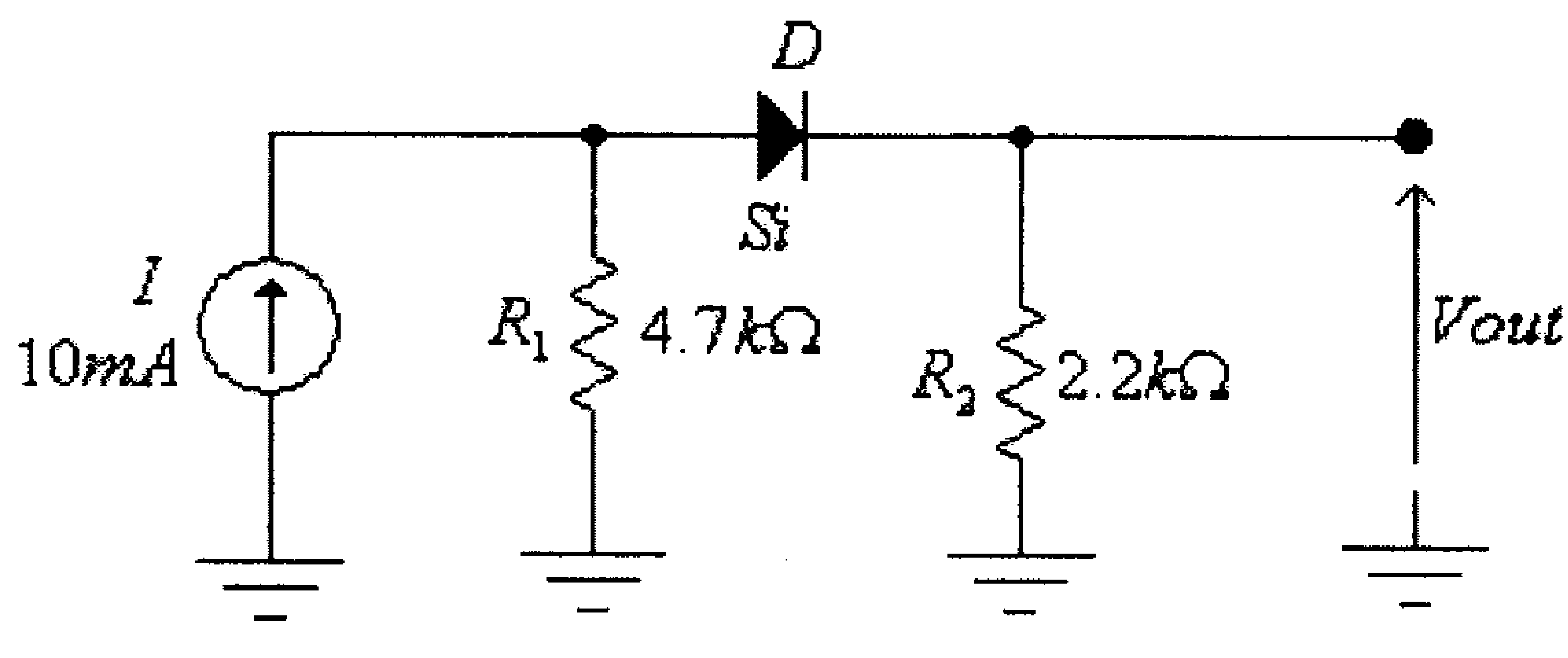
$$I_{D1} = \frac{E_1 - V_T}{R_1} = \frac{10 - 0.7}{5x10^3} = 0.0019A = 1.9mA > 0$$

$$I_{D2} = \frac{E_2 + V_T - V_T}{R_2} = \frac{10 + 0.7 - 0.7}{10x10^3} = 1x10^{-3}\,A = 1mA > 0$$

وهذا مطابق لما تم إفتراضه مسبقاً، وبالتالي فإن:

$$V = I_{D2}.R_2 - E_2 = 1x10^{-3}(10x10^3) - 10 = 0V$$

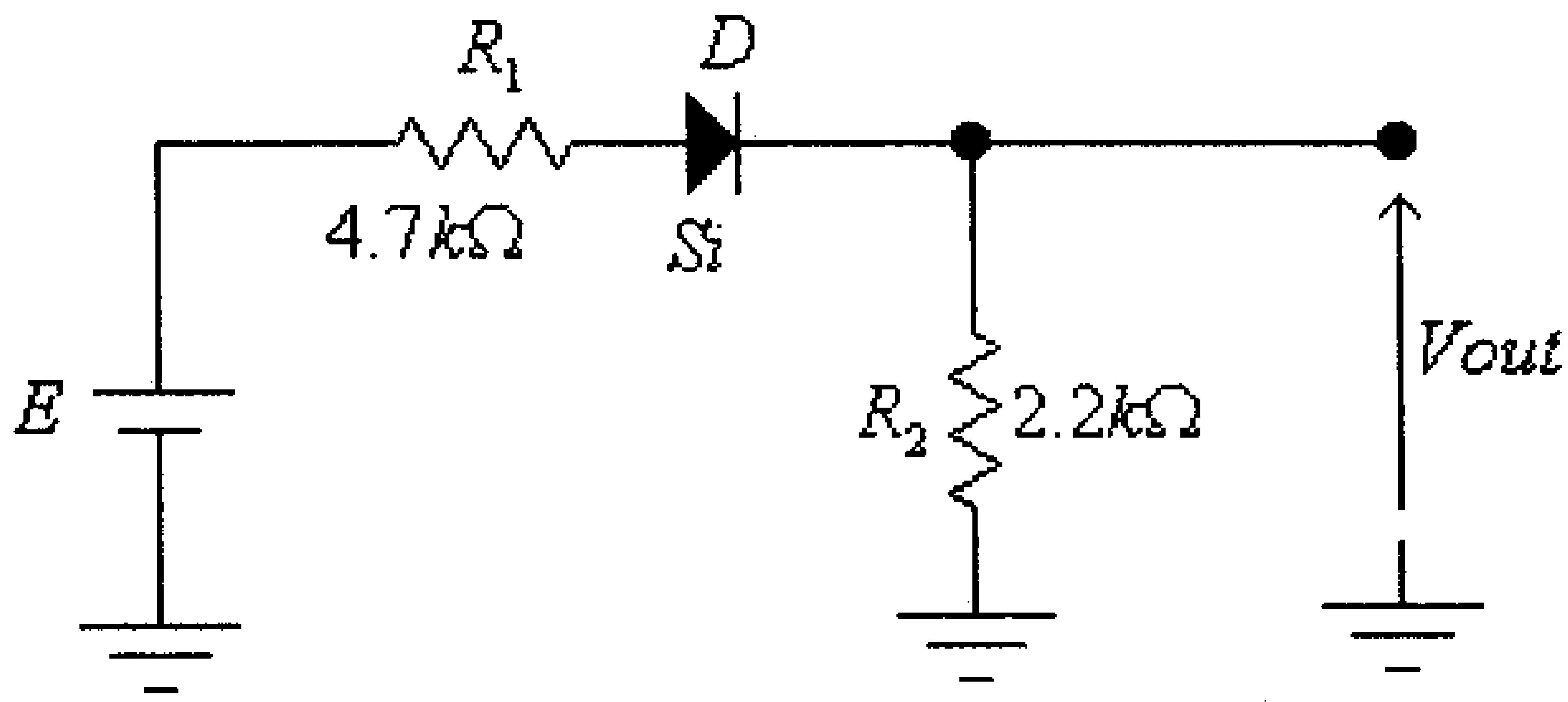
مثال(12): في الدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D و $Vout$



شكل (197)

الحل:

بعد أن يتم إستبدال مصدر التيار I والمقاومة R_1 بدائرتهما المكافئة تصبح الدائرة المكافئة لهذه الدائرة كما بالشكل التالي:



شكل (198)

حيث:

$$E = 10x10^{-3}(4.7x10^{3}) = 47V$$

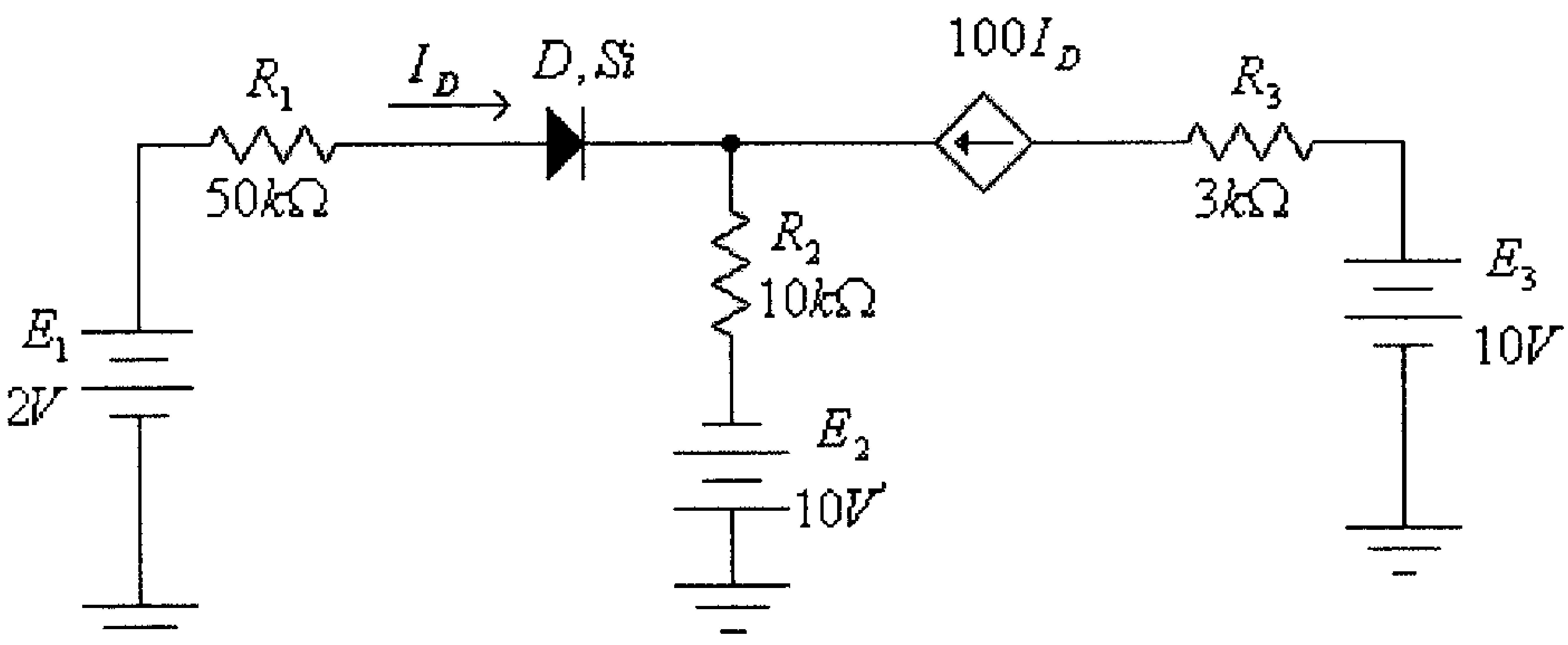
في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{E - V_T}{R_1 + R_2} = \frac{47 - 0.7}{4700 + 2200} = 0.0067A = 6.7mA$$

$$Vout = I_D.R_2 = 6.7x10^{-3}(2200) = 14.74V$$

لاحظ أن مقدار الخطأ في قيمة كل من I_D و $Vout$ لن يكون كبيراً لو قمت بإهمال قيمة V_T وذلك لأن قيمة E أكبر كثيراً من قيمة V_T.

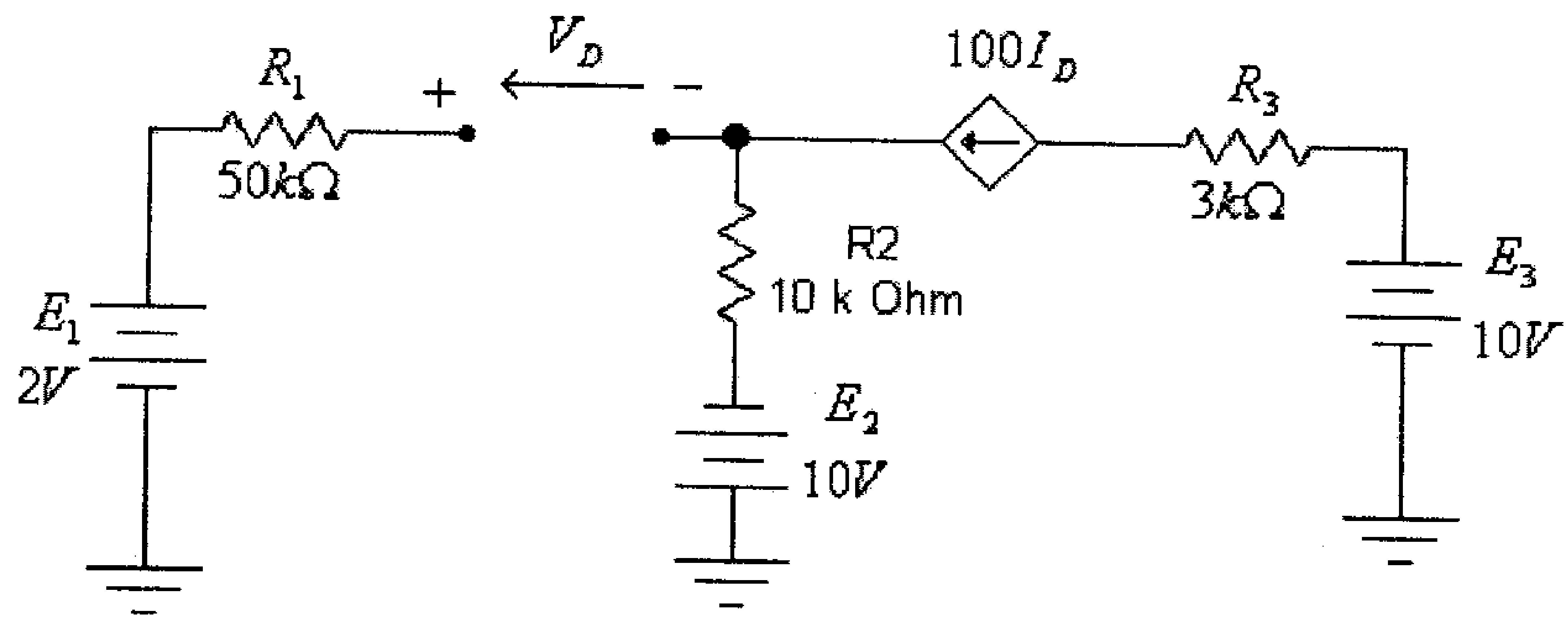
مثال (13): في الدائرة التالية، أوجد قيمة التيار في الديود D.



شكل (199)

الحل:

في حال إفتراض أن الديود D في وضع Off فإن الدائرة تصبح:



شكل (200)

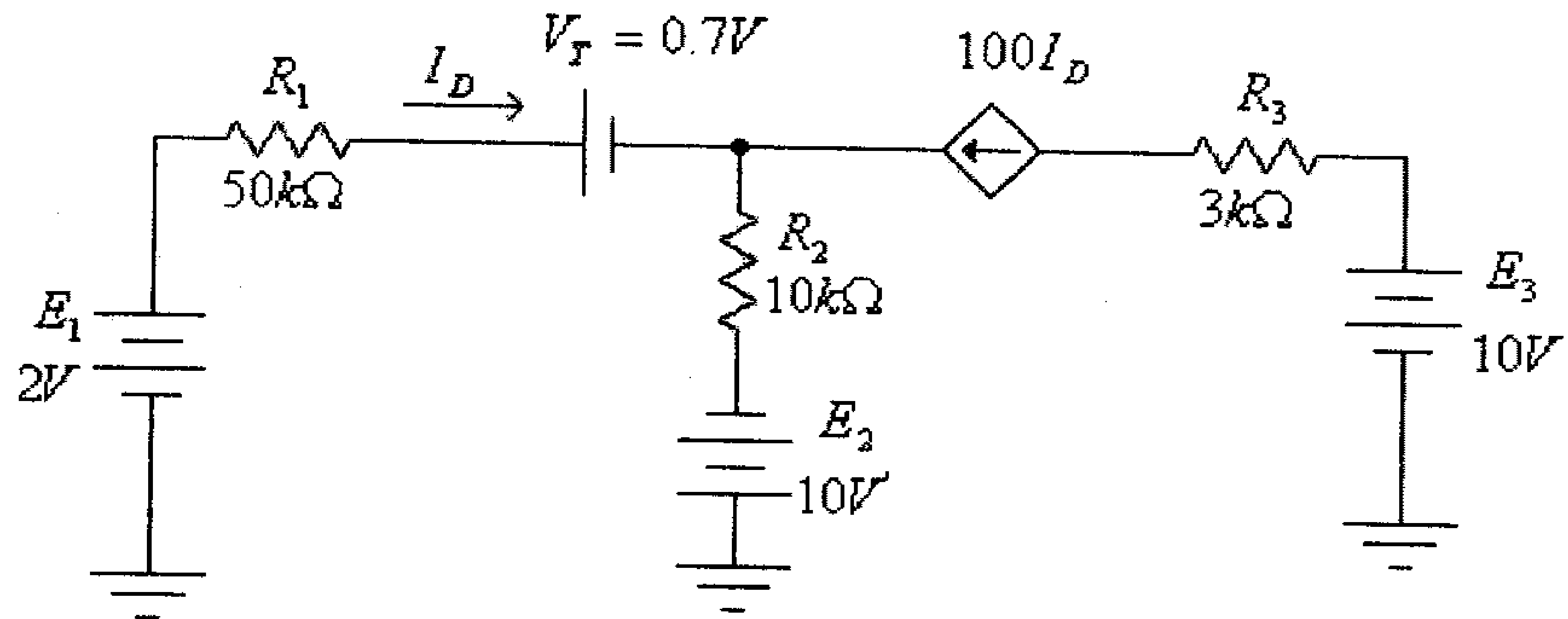
في هذه الدائرة:

$$E_1 - V_D + E_2 = 0$$

أي أن:

$$V_D = E_1 + E_2 = 2 + 10 = 12V > 0$$

أي أن الديود D يجب أن يكون في وضع On والدائرة المكافئة هي كما في الشكل التالي.



شكل (201)

في هذه الدائرة:

$$E_1 - I_D.R_1 - V_T - 101I_D.R_2 + E_2 = 0$$

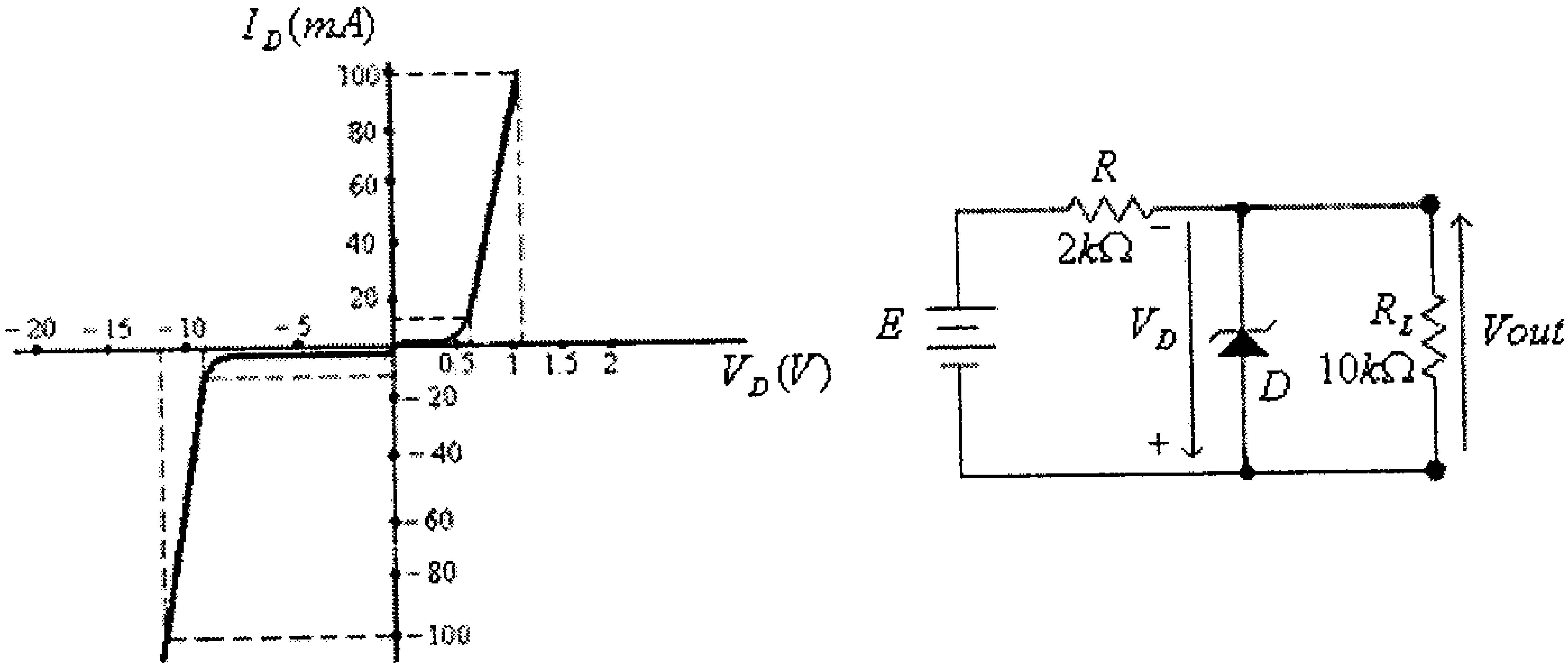
أي أن:

$$2 - 50x10^3 I_D - 0.7 - (101)(10x10^3)I_D + 10 = 0$$
$$11.3 = 50x10^3 I_D + (101)(10x10^3)I_D$$

أي أن:

$$I_D = 1.066x10^{-5} A = 10.66 \mu A$$

مثال (14): للدائرة التالية ولخاصية الزنر ديود المبينة وبإستخدام الدائرة المكافئة المناسبة، أوجد قيمة الفولطية المخرجية $Vout$ عند $E = 15V$ و $E = 9V$ ، ($V_Z = -9.5V$).



شكل (202)

الحل:

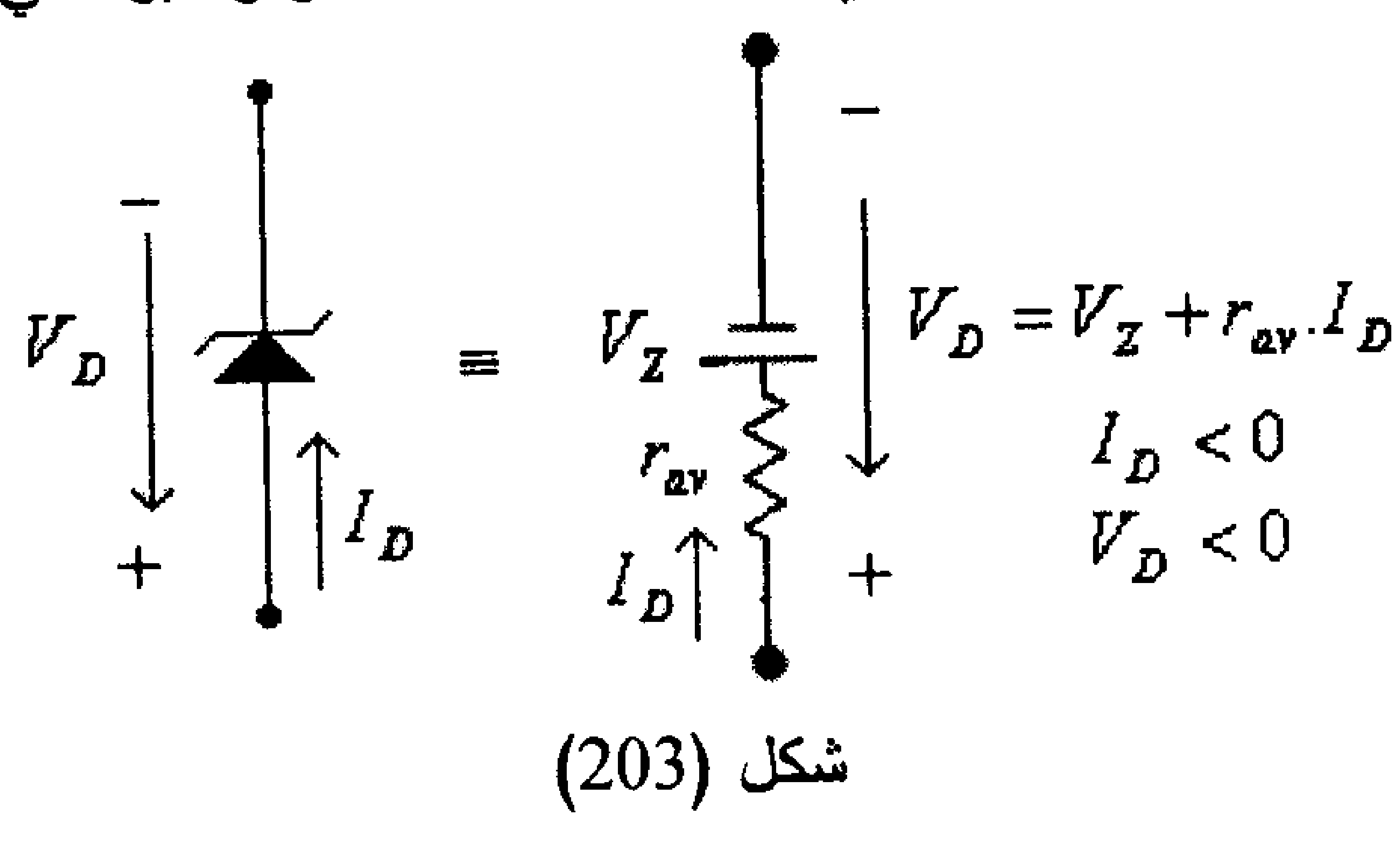
أ) في حال كون الديود في وضع off فإن:

$$V_D = -\frac{E.R_L}{R + R_L}$$

عند $E = 15V$ ، فإن:

$$V_D = -\frac{15(10x10^3)}{2x10^3 + 10x10^3} = -12.5V$$

وهي أقل من القيمة $V_Z = -9.5V$ ، أي أن الدائرة المكافئة للزنر ديود هي:



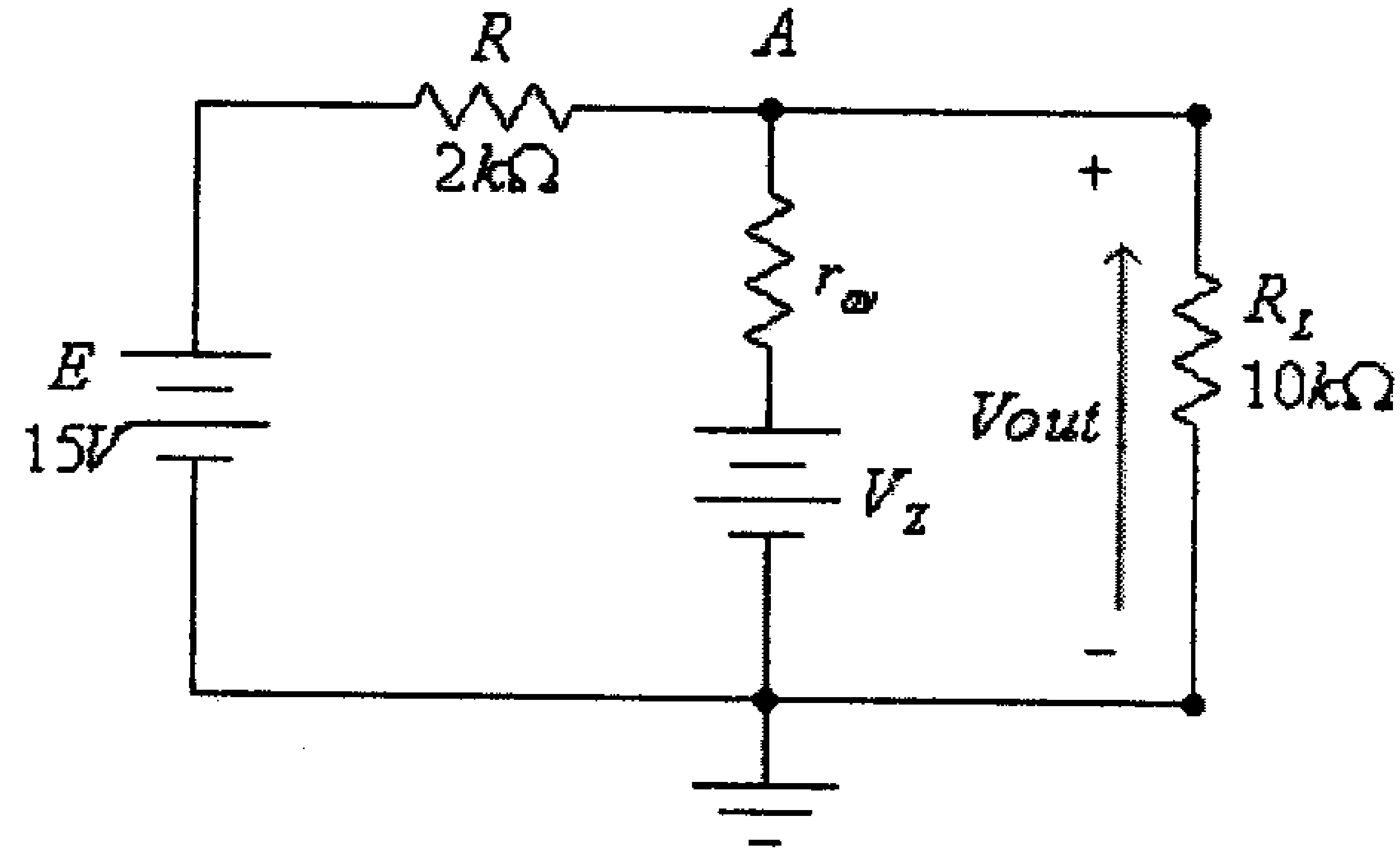
شكل (203)

حيث:

$$V_Z = -9.5V$$

$$r_{av} = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{-11.5-(-9.5)}{[-100-(-10)]x10^{-3}} = \frac{-2}{-90x10^{-3}} = 22.2\Omega$$

وتصبح الدائرة ، بعد إستبدال الدائرة المكافئة للزنر ديود، كما يلي:



شكل (204)

في هذه الدائرة، وللنقطة A ، فإن:

$$\frac{Vout-E}{R}+\frac{Vout-V_Z}{r_{av}}+\frac{Vout}{R_L}=0$$

أي أن:

$$\frac{Vout-15}{2000}+\frac{Vout-9.5}{22.2}+\frac{Vout}{10000}=0$$

ومنها:

$$V_{out} = 9.54V$$

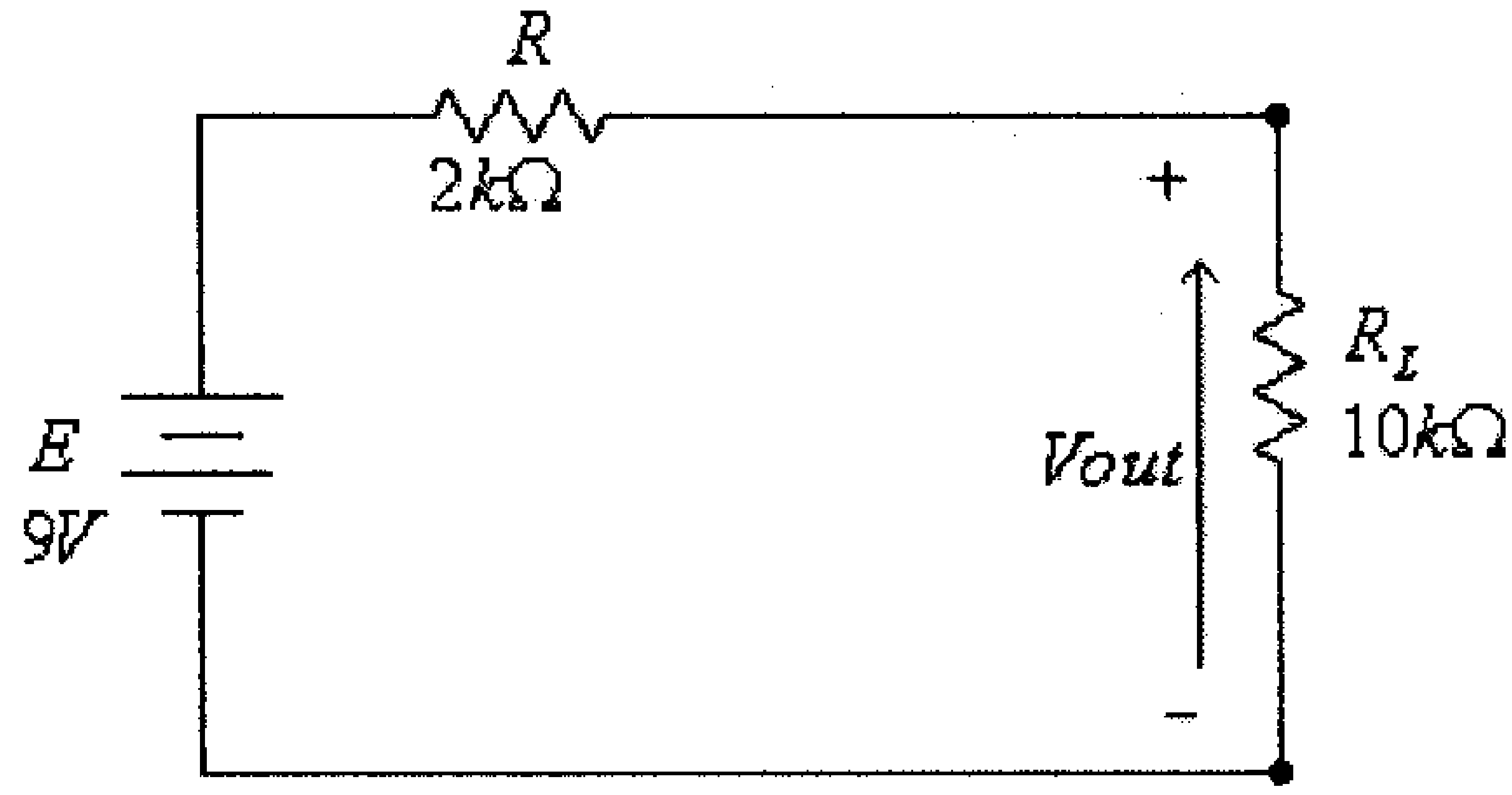
ب) عند $E = 9V$ فإن:

$$V_D = -\frac{E.R_L}{R+R_L}$$

$$V_D = -\frac{9(10x10^3)}{2x10^3+10x10^3} = -7.5V$$

وهي أعلـــى من القيمـــة $V_Z = -9.5V$، أي أن الزنـــر ديـــود يكـــافيء دارة مفتوحة (open circuit)

وتصبح الدائرة ، بعد إستبدال الدائرة المكافئة للزنر ديود، كما يلي:

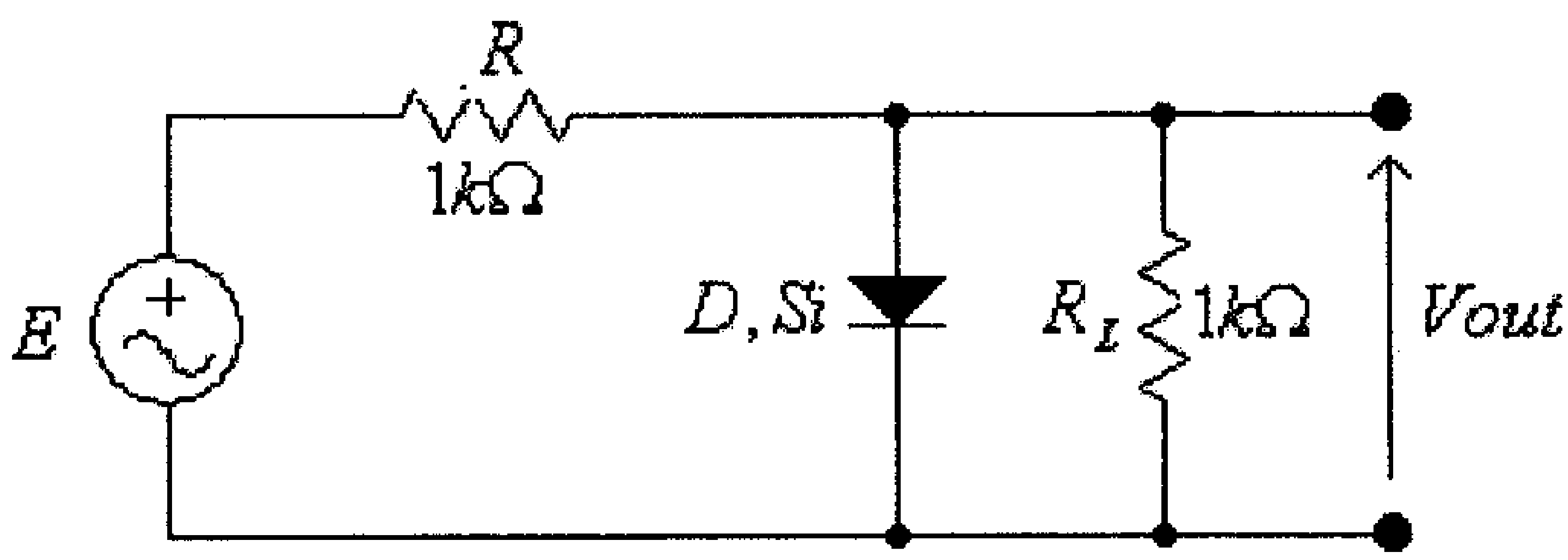


شكل (205)

في هذه الدائرة:

$$Vout = \frac{E.R_L}{R + R_L} = \frac{9(10000)}{12000} = 7.5V$$

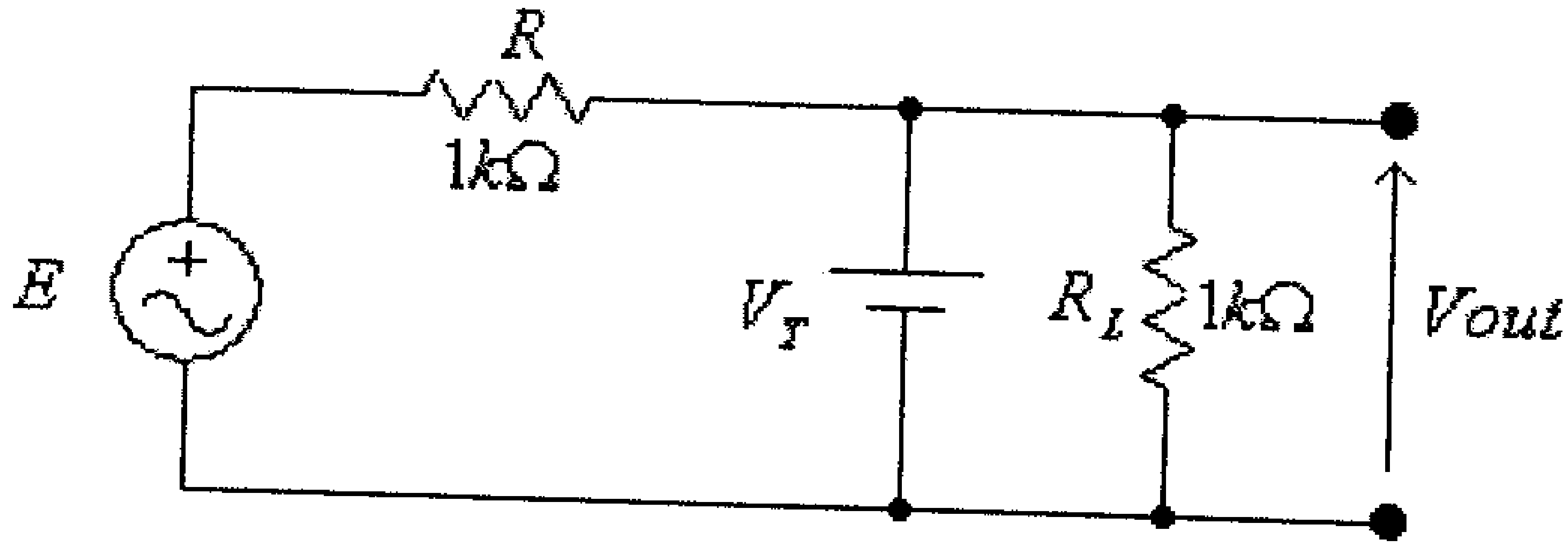
مثال (15): للدائرة التالية، واذا علمت أن القيمة الفعّالة لفولطية المصدر الجيبي هي $10V$، ارسم موجة الفولطية المخرجية.



شكل (206)

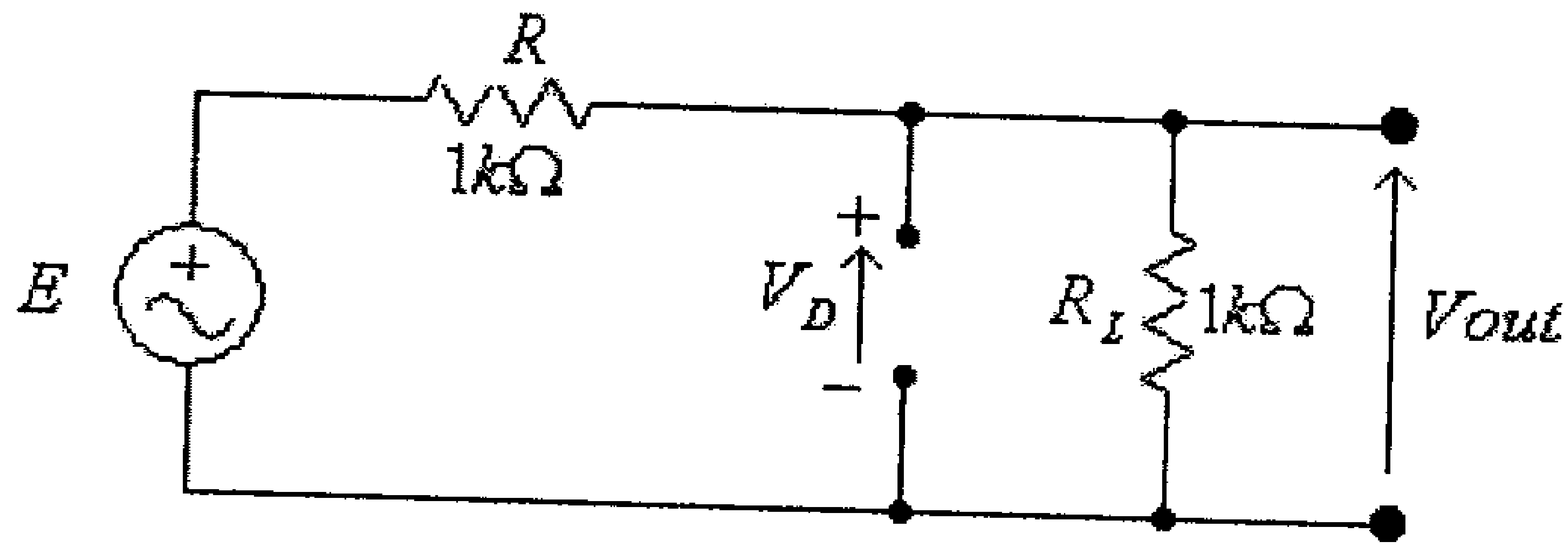
الحل:

- في النصف الموجب لموجة فولطية المصدر وعندما تكون القيمة اللحظية لهذه الفولطية أعلى من جهد العتبة للديود V_T، يصبح الديود في وضع on وتكون الفولطية المخرجية تساوي V_T، والدائرة المكافئة هي:



شكل (207)

- في النصف السالب لموجة فولطية المصدر يصبح الديود في وضع off ، والدائرة المكافئة هي:

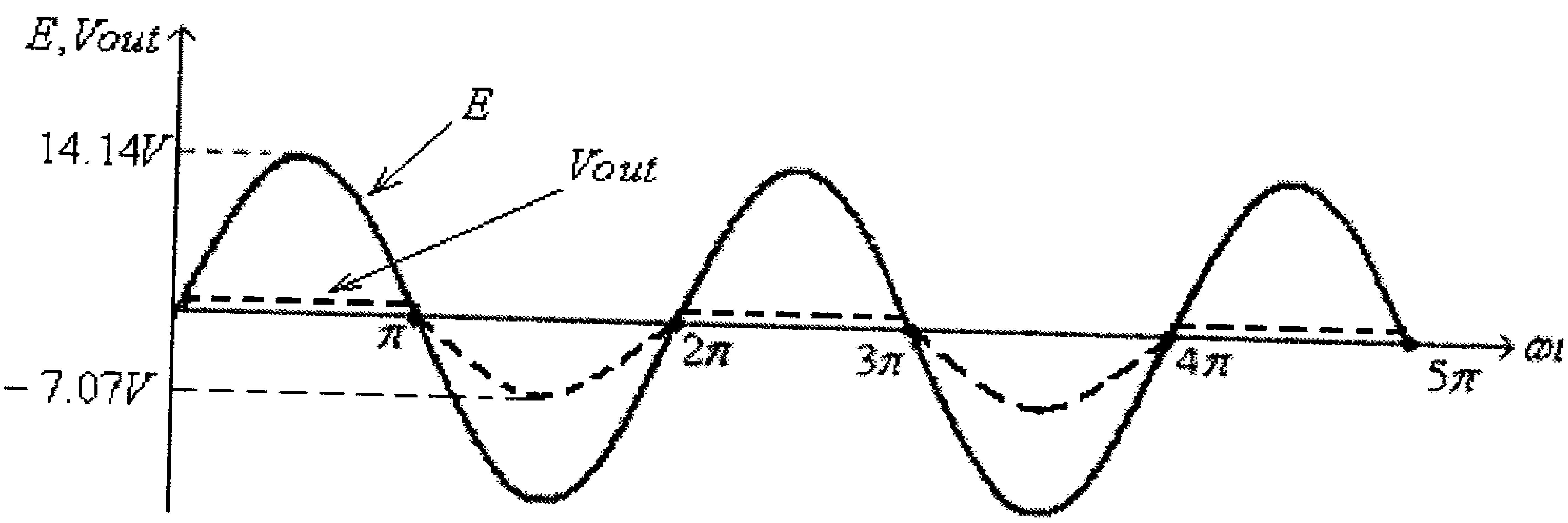


شكل (208)

في هذه الدائرة:

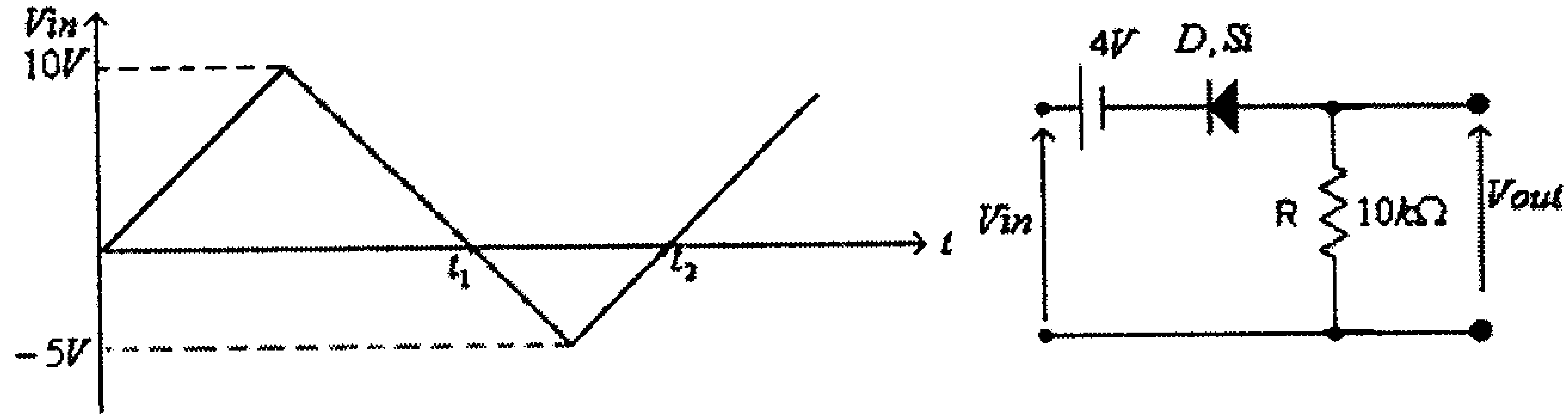
$$Vout = \frac{E.R}{(R + R_L)} = \frac{E}{2}$$

مما سبق فإن موجة الفولطية المخرجية تكون كما هو مبين في الشكل التالي:



شكل (209)

مثال (16): أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، أفترض أن الديود D سيليكوني.



شكل (210)

الحل:

على إفتراض أن الديود في وضع off، فإن:

$$Vin - 4 + V_D = 0$$

ومنها:

$$V_D = 4 - Vin$$

عندما $V_D \le 0.7V$ ، أي عندما $Vin \ge 3.3V$، يكون الديود في وضع off، ويكون

$$Vout = 0$$

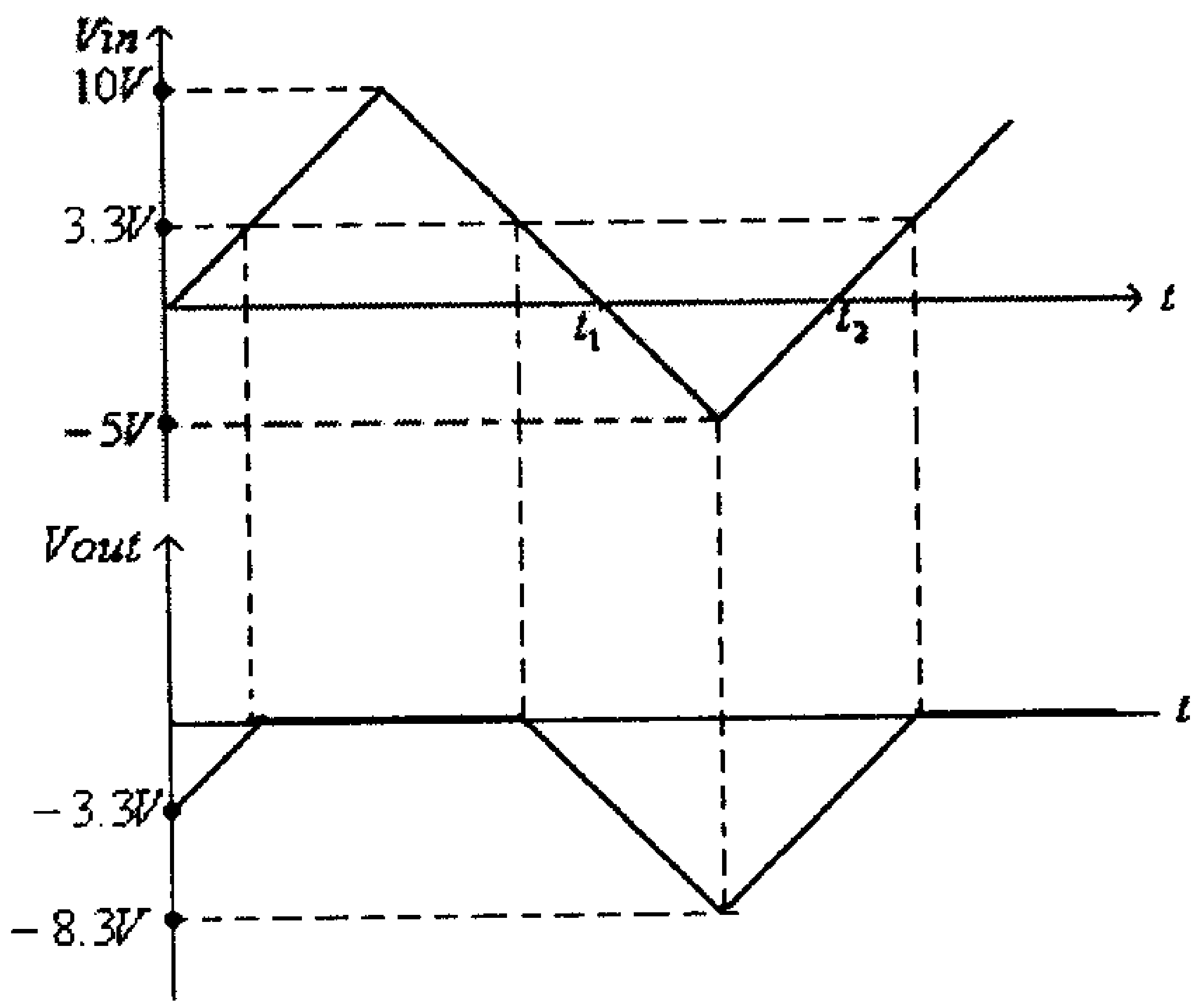
عندما $V_D > 0.7V$ ، أي عندما $Vin < 3.3V$، يكون الديود في وضع on، ويكون:

$$Vin - 4 + V_T - Vout = 0$$

ومنها:

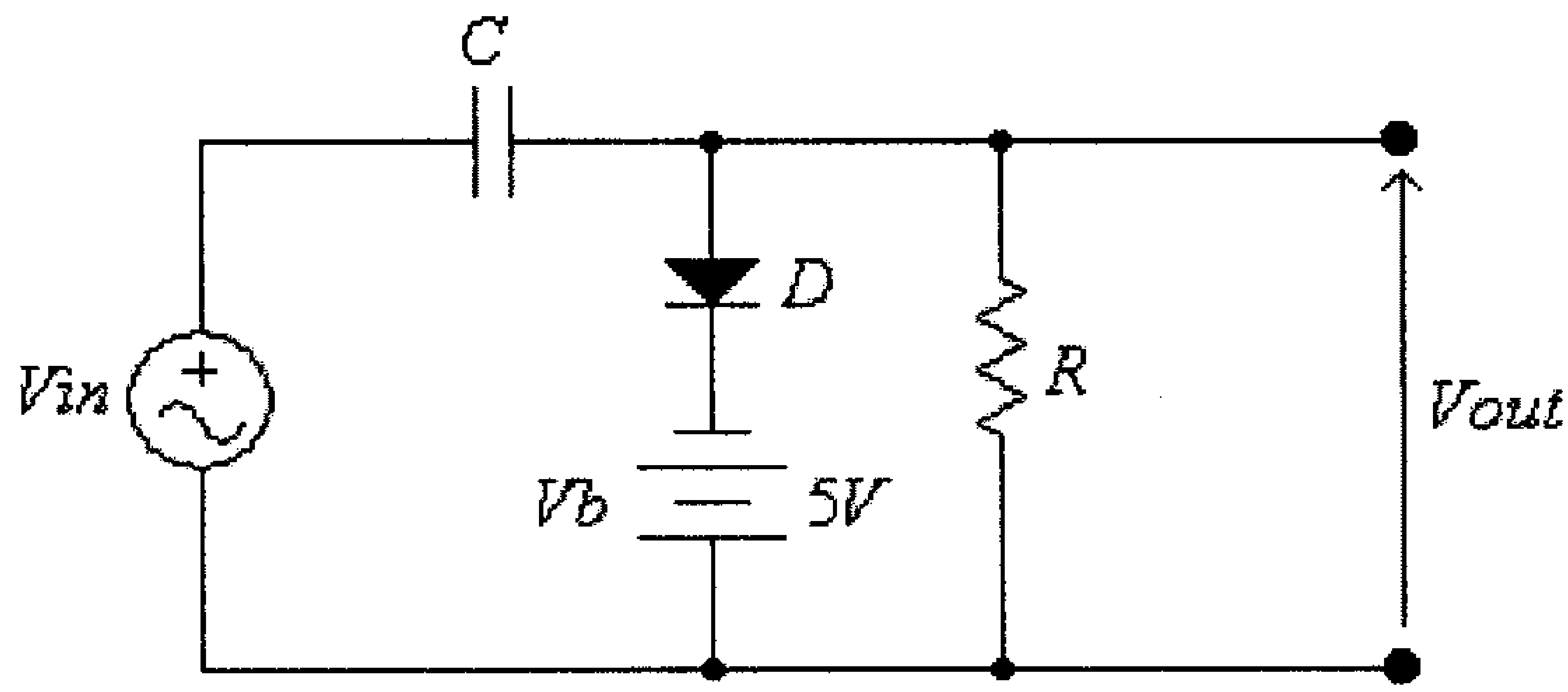
$$Vout = Vin - 4 + V_T = Vin - 4 + 0.7 = Vin - 3.3$$

الشكل التالي يبين موجة الفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



شكل (211)

مثال(17): أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، إذا علمت أن $Vin = 5\sin(\omega t)$ والثابت الزمني $\tau = RC$ كبير جداً.

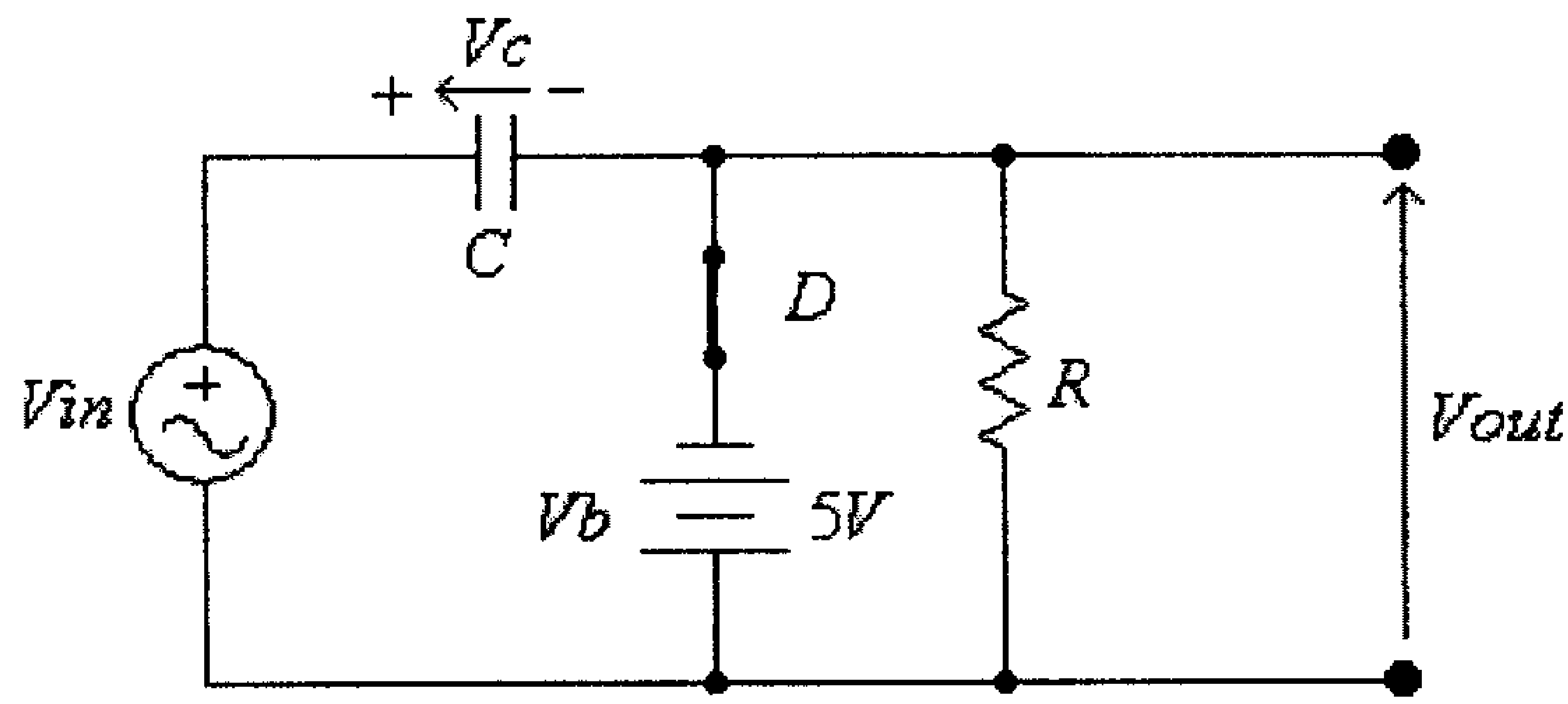


شكل (212)

الحل:

في الربع الأول لدورة الفولطية المدخلية ($0 < \omega t < \frac{\pi}{2}$) يكون الديود في وضع on، لأن جهد المصعد أعلى من جهد المهبط، وتكون $Vout = -Vb = -5V$.

عندما يكون الديود D في وضع on، تكون الدائرة المكافئة كما في الشكل التالي:



شكل (213)

في هذه الدائرة:

$$Vin - Vc + Vb = 0$$

ومنها:

$Vc = Vin + Vb$

وعند وصول قيمة Vin الى قيمتها العظمى $(5V)$، عند $\omega t = \frac{\pi}{2}$، تكون القيمة العظمى لفولطية المكثف:

$Vc = 5V + 5V = 10V$

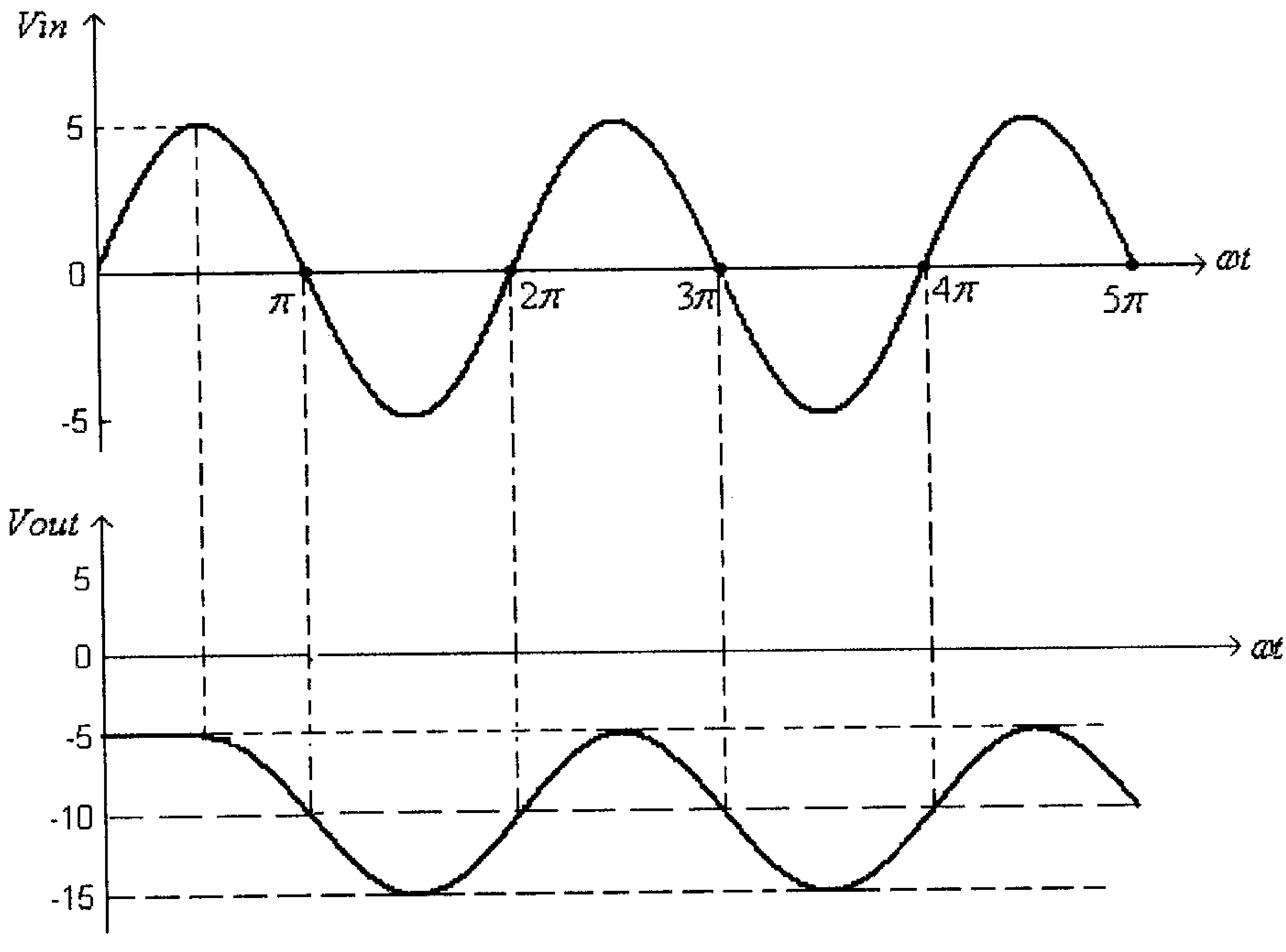
وعندما يصبح الديود في وضع off ، فإن:

$Vin - Vc - Vout = 0$

ومنها:

$Vout = Vin - Vc = 5\sin(\omega t) - 10$

وهذه الموجة للجهد المخرجي مبينة في الشكل التالي:

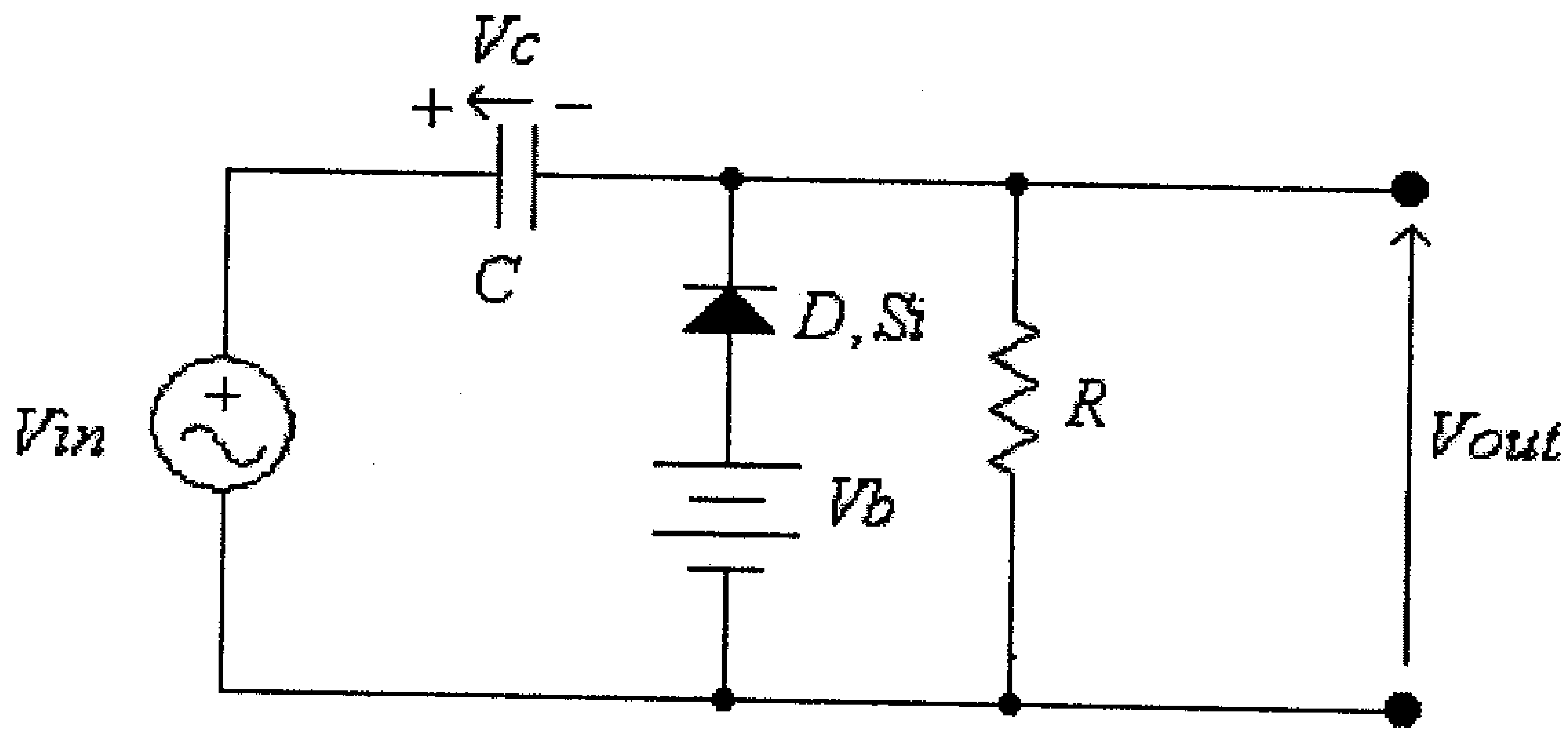


شكل (214)

مثال (18): صمم دائرة clamper تعمل على إضافة فولطية ثابتة للفولطية الجيبية المدخلية، بحيث تصبح القيمة الصغرى للفولطية المخرجية تساوي $6V$.

الحل:

الدائرة المطلوبة يجب أن تحوي عنصراً بفولطية ثابتة (بطارية أو زنر ديود) لتأمين القيمة الصغرى للفولطية المخرجية وبمقدار $6V$. الدائرة المقترحة للقيام بالعمل المطلوب هي:



شكل (215)

في هذه الدائرة ، وعندما يكون الديود D في وضع on، فإن :

$$Vin - Vc + V_D - Vb = 0$$

ومنها:

$$Vc = Vin + V_D - Vb \;\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وعندما يكون الديود في وضع off، فإن:

$$Vin - Vc - Vout = 0$$

ومنها:

$$Vout = Vin - Vc \;\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

وبتعويض المعادلة (1) في (2)، ينتج:

$$Vout = Vin - Vin - V_D + Vb = Vb - V_D$$

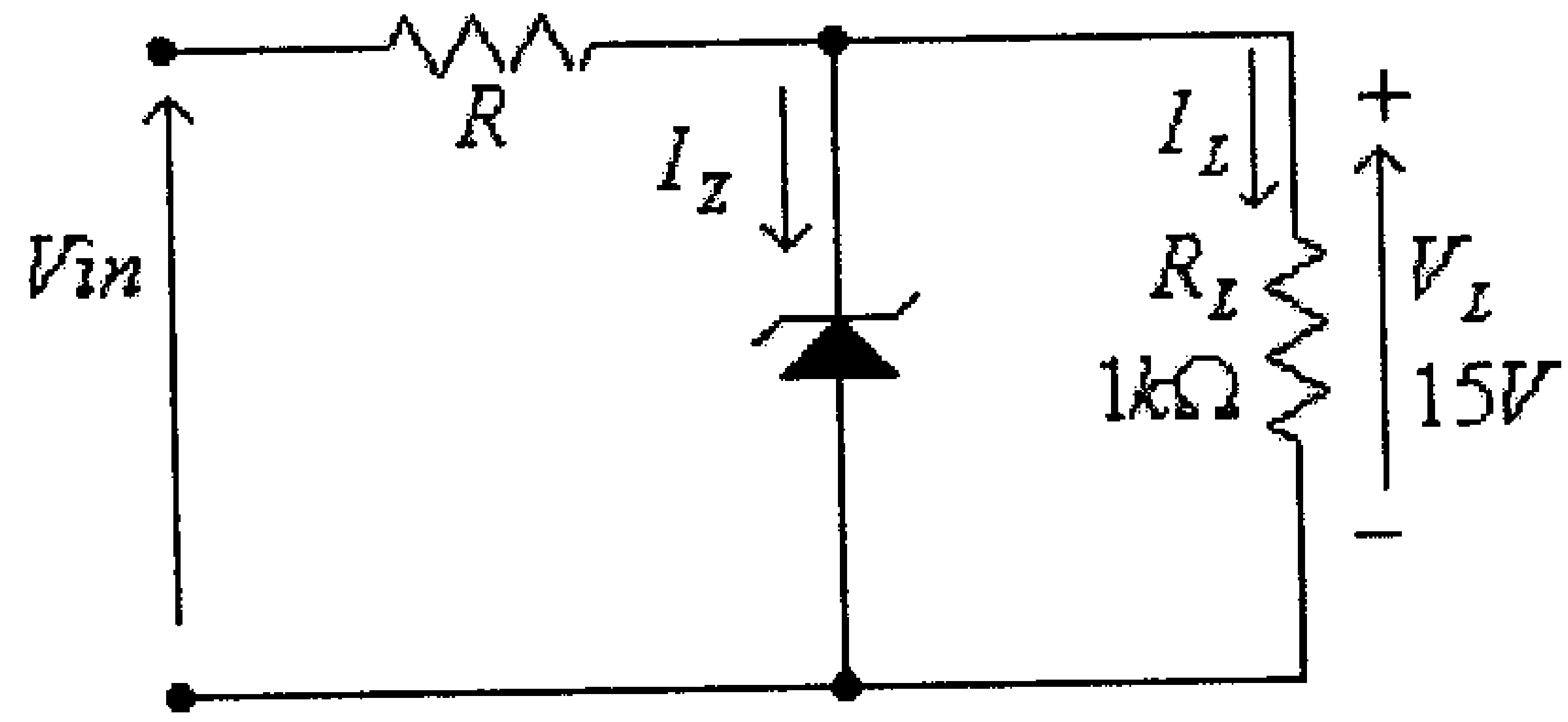
ومنها:

$$Vb = Vout + V_D = 6 + 0.7 = 6.7V$$

مثال (19): صمم دائرة منظم جهد، بإستخدام زنر ديود، يغذي حمل مقاومته $1k\Omega$ بحيث تبقى فولطية الحمل ثابتة وتساوي $15V$، عند تغير الجهد المدخلي بين $30V$ و $50V$.

الحل:

الدائرة التالية تمثل دائرة منظم الجهد المطلوب.



شكل (216)

في هذه الدائرة:

$$V_Z = V_L = 15V$$

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} = \frac{15}{1000} = 0.015A = 15mA$$

يتم تحديد قيمة المقاومة R لتؤمن الفولطية المخرجية المطلوبة عندما تكون الفولطية المدخلية عند قيمتها الصغرى، أي عند $Vin = 30V$، أي أن:

$$R = \frac{Vin_{(\min)} - V_Z}{I_L} = \frac{30-15}{15x10^{-3}} = 1000\Omega = 1k\Omega$$

عند إختيار الزنر ديود يجب تحديد التيار الأقصى الذي يتحمله ($I_{Z\max}$) والذي سيمر فيه عندما تكون الفولطية المدخلية عند قيمتها العظمى، أي عند $Vin = 50V$، أي أن:

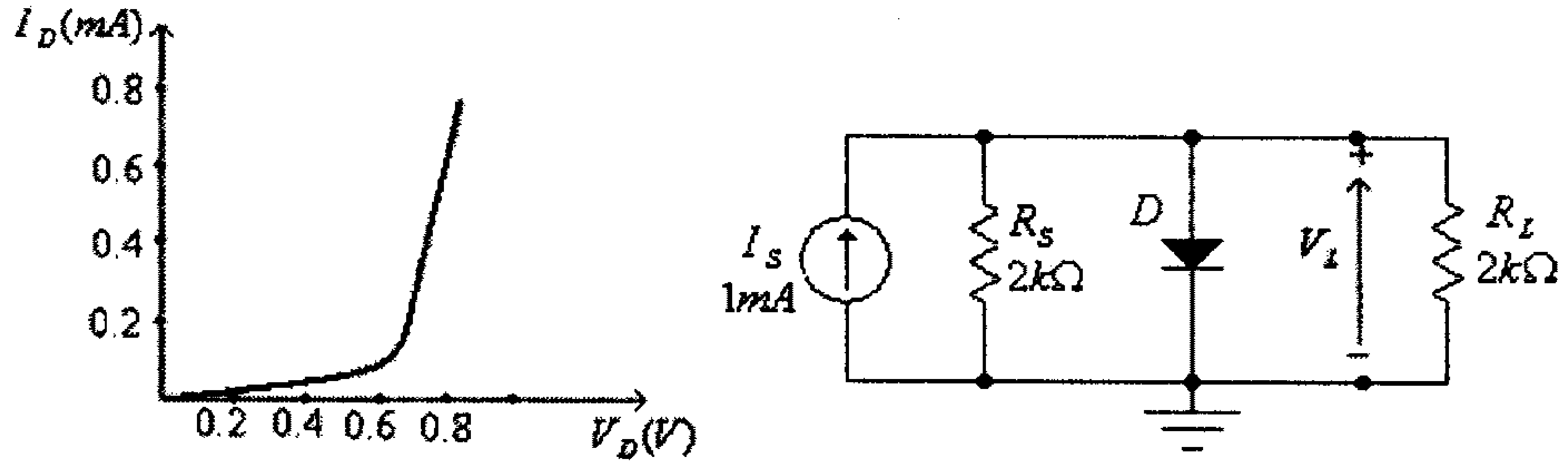
$$I_{Z\max} = \frac{Vin_{(\max)} - V_Z}{R} - I_L = \frac{50-15}{1000} - 0.015 = 0.02A = 20mA$$

أي أن قدرة الزنر ديود هي:

$$P_Z = V_Z . I_{Z\max} = 15(0.02) = 0.3W$$

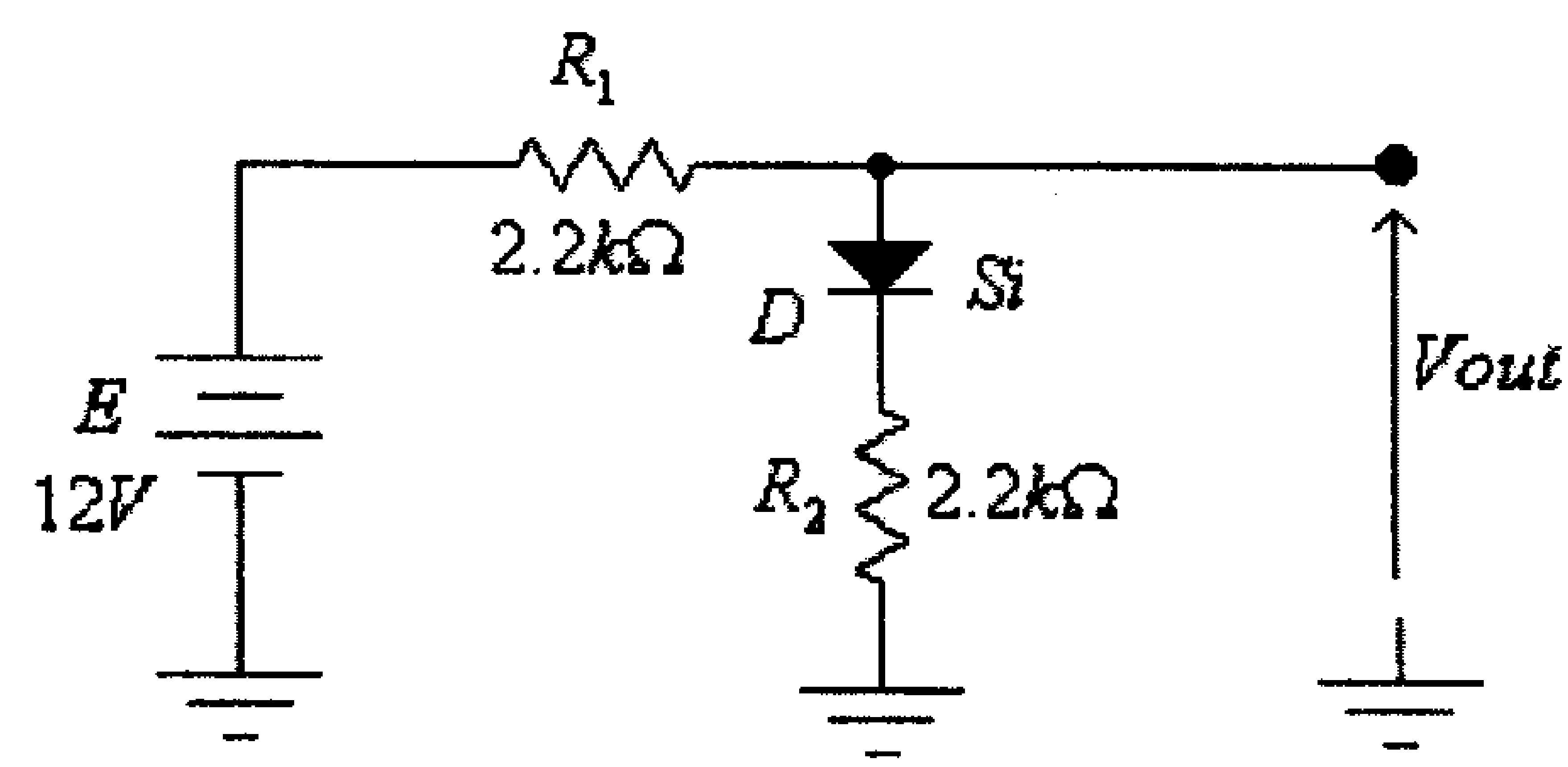
2.13 تمارين

1) للدائرة التالية ولخاصية الديود المبينة، أوجد قيمة الفولطية V_L.



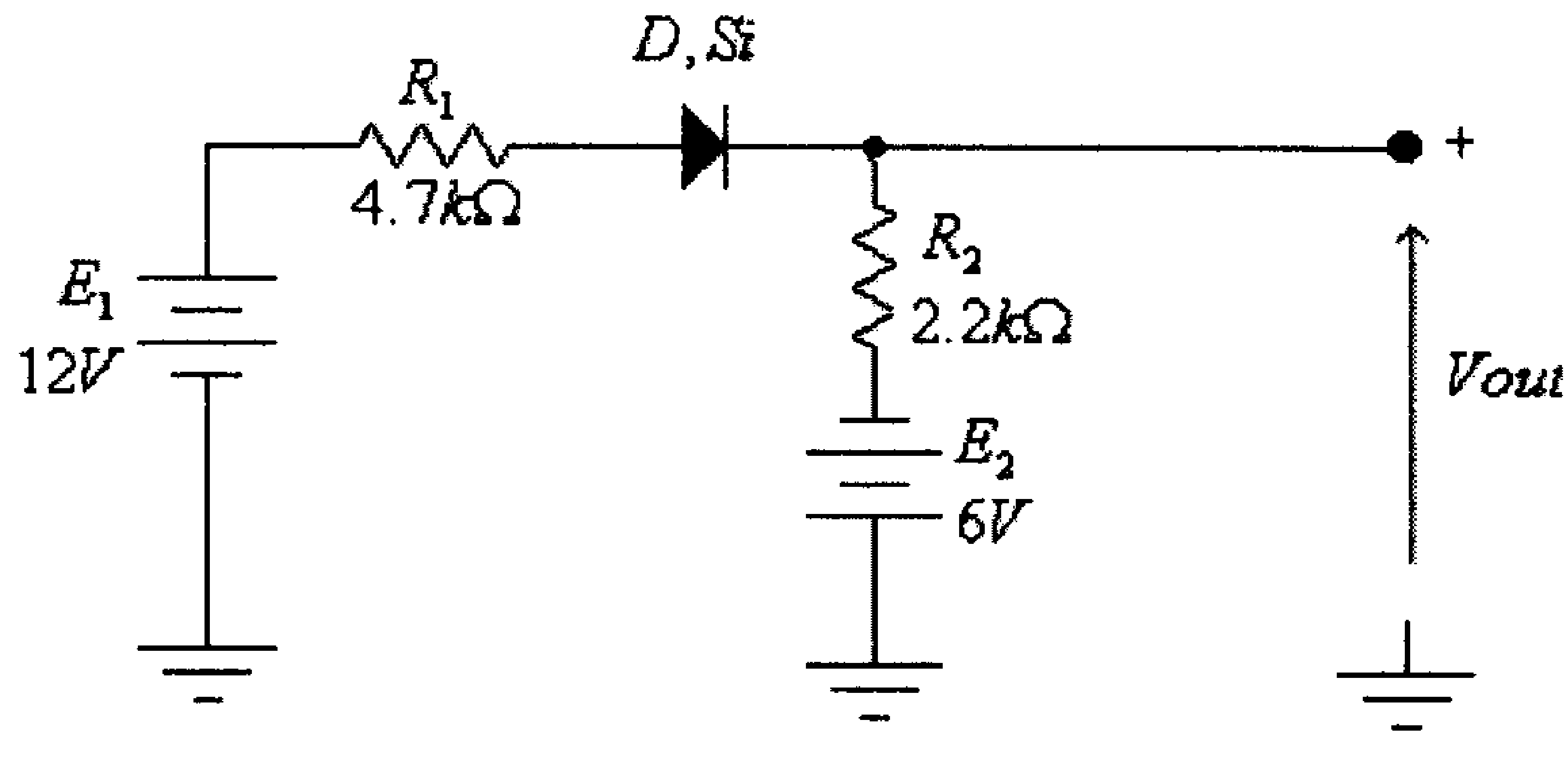
شكل (217)

2) في الدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجية $Vout$.



شكل (218)

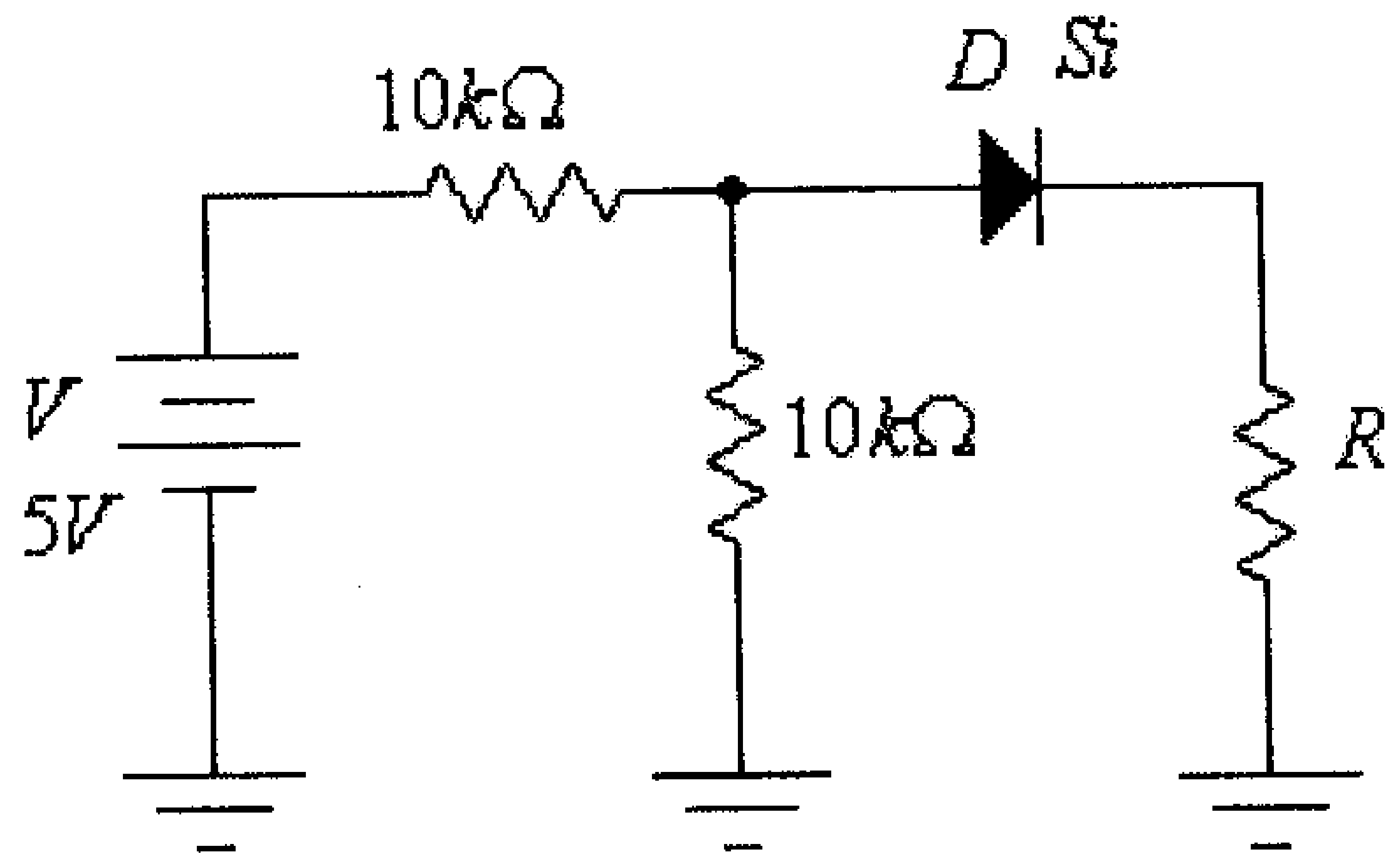
3) في الدائرة التالية، أوجد قيمة الفولطية المخرجية $Vout$.



شكل (219)

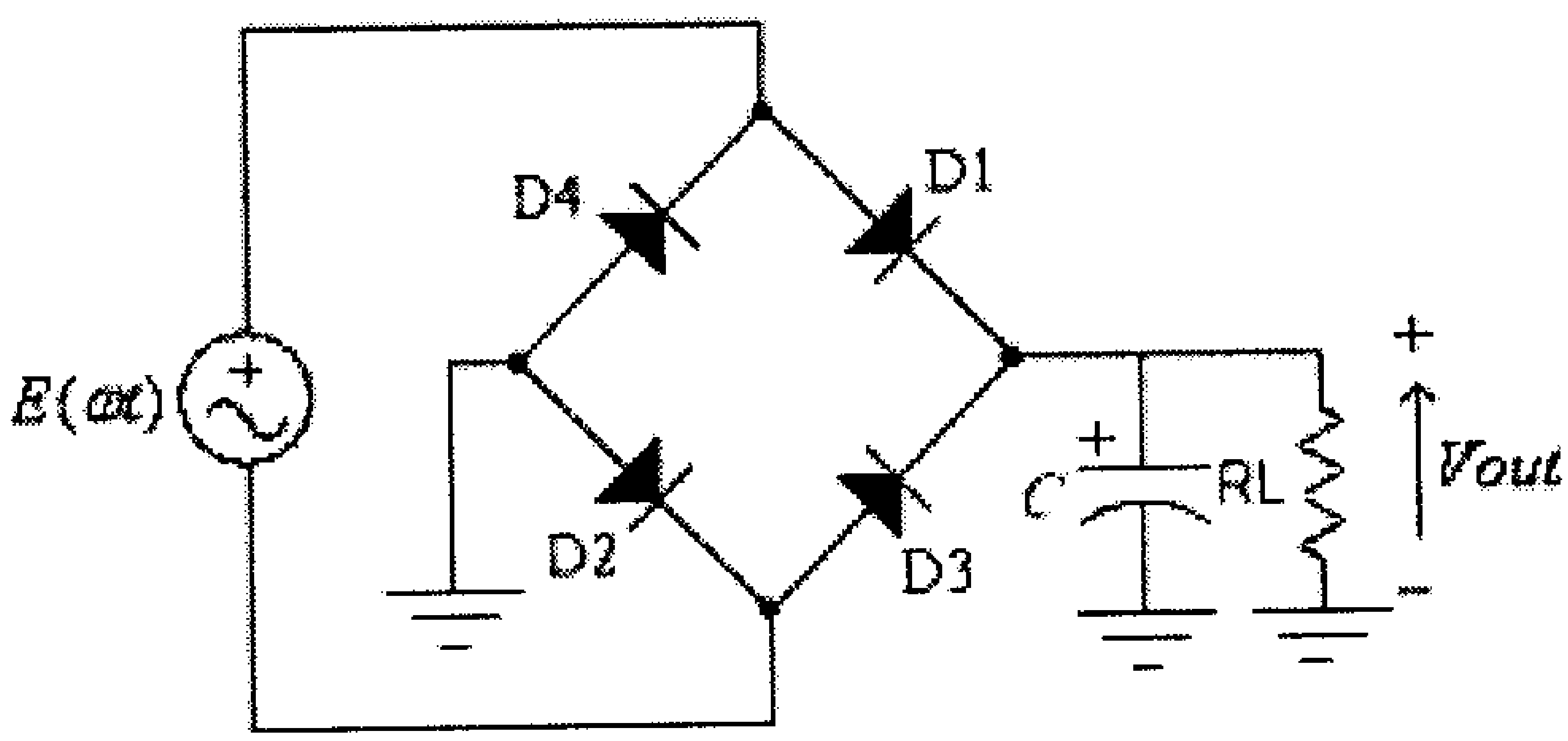
4) أعد حل السؤال السابق، في حال كون الديود D مثالياً.

5) في الدائرة التالية، أوجد قيمة المقاومة R، أذا علمت أن التيار في الديود يساوي $0.5mA$



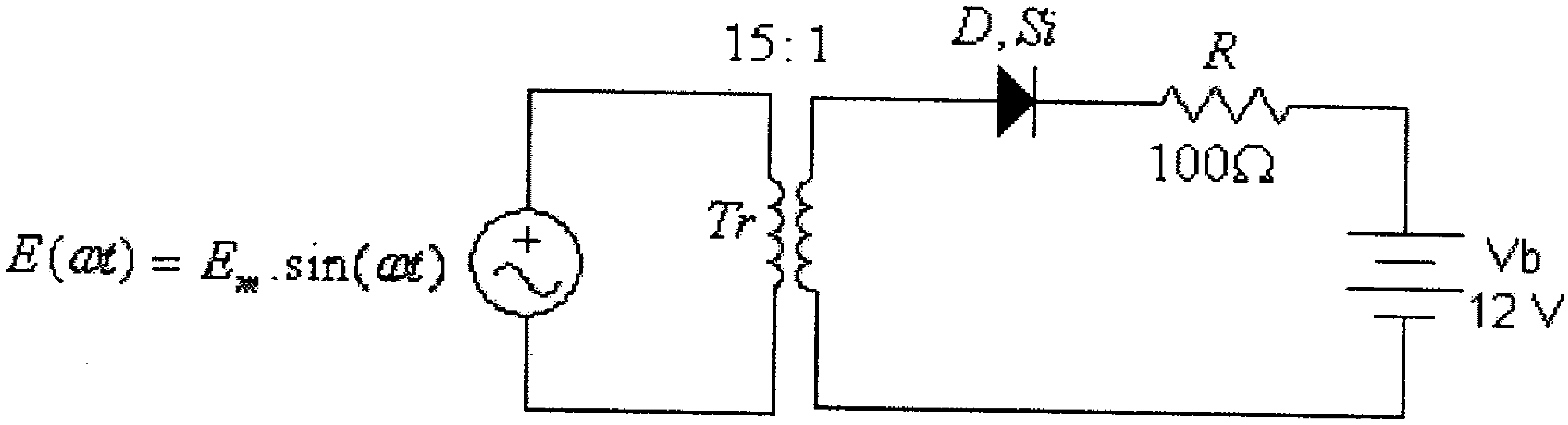
شكل (220)

6) لمقوم الموجة الكاملة التالي، أوجد مقدار سعة المكثف اللازم ليكون مقدار التغير في فولطية المخرج تساوي $1V$ فقط، إذا علمت أن $R_L = 150\Omega$ وأن القيمة الفعالة لفولطية مصدر التغذية هي $E_{rms} = 18V$ وتردده يساوي $f = 50Hz$.



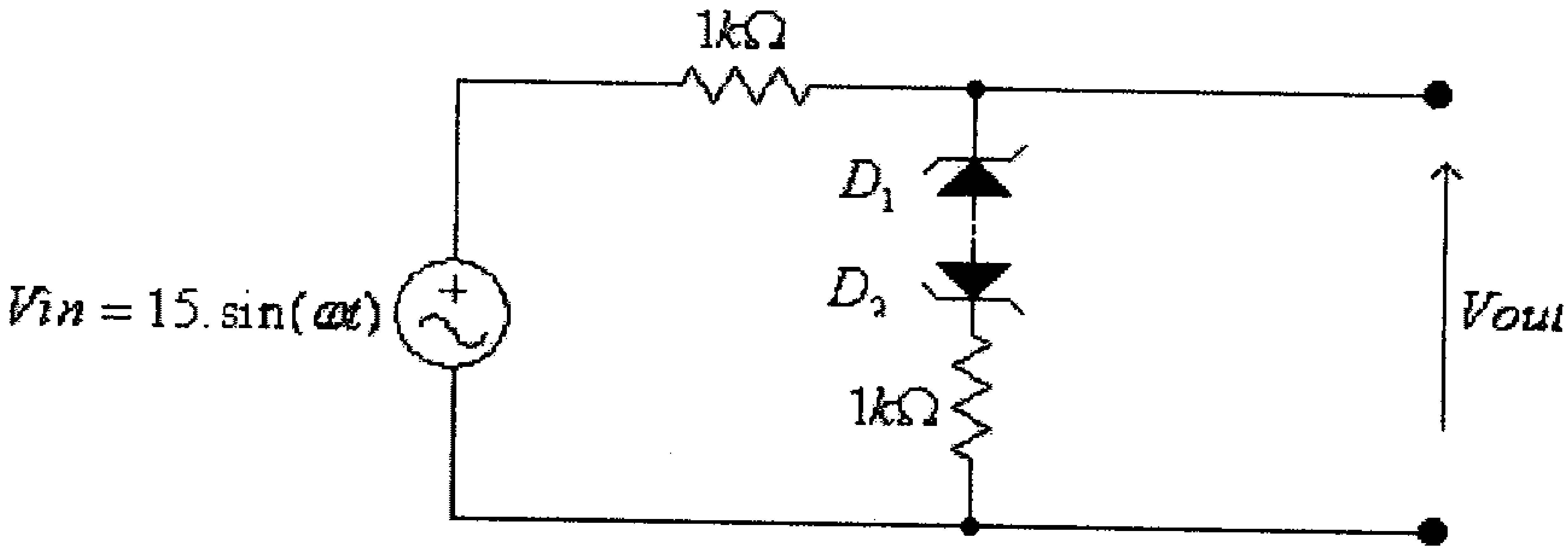
شكل (221)

7) الدائرة التالية تمثل دائرة بسيطة لشاحن بطارية سائلة (بطارية سيارة مثلاً) فرق جهدها $12V$، ارسم موجة تيار الشحن وأوجد القيمة المتوسطة له. القيمة الفعالة لفولطية المصدر تساوي $230V$.



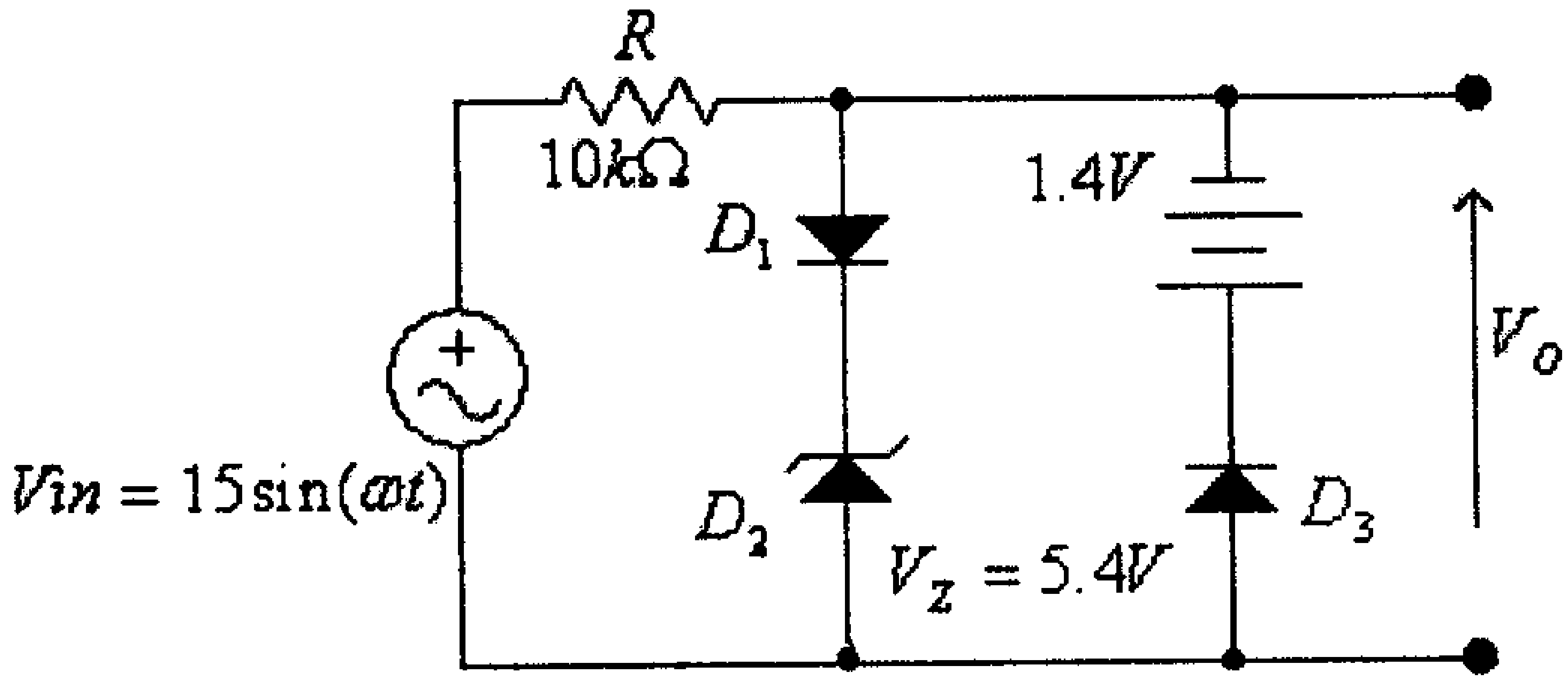
شكل (222)

8) أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية ، إذا علمت أن: $V_Z = 5.4V$ و $V_T = 0.6V$ لكلا الديودين D_1 و D_2.



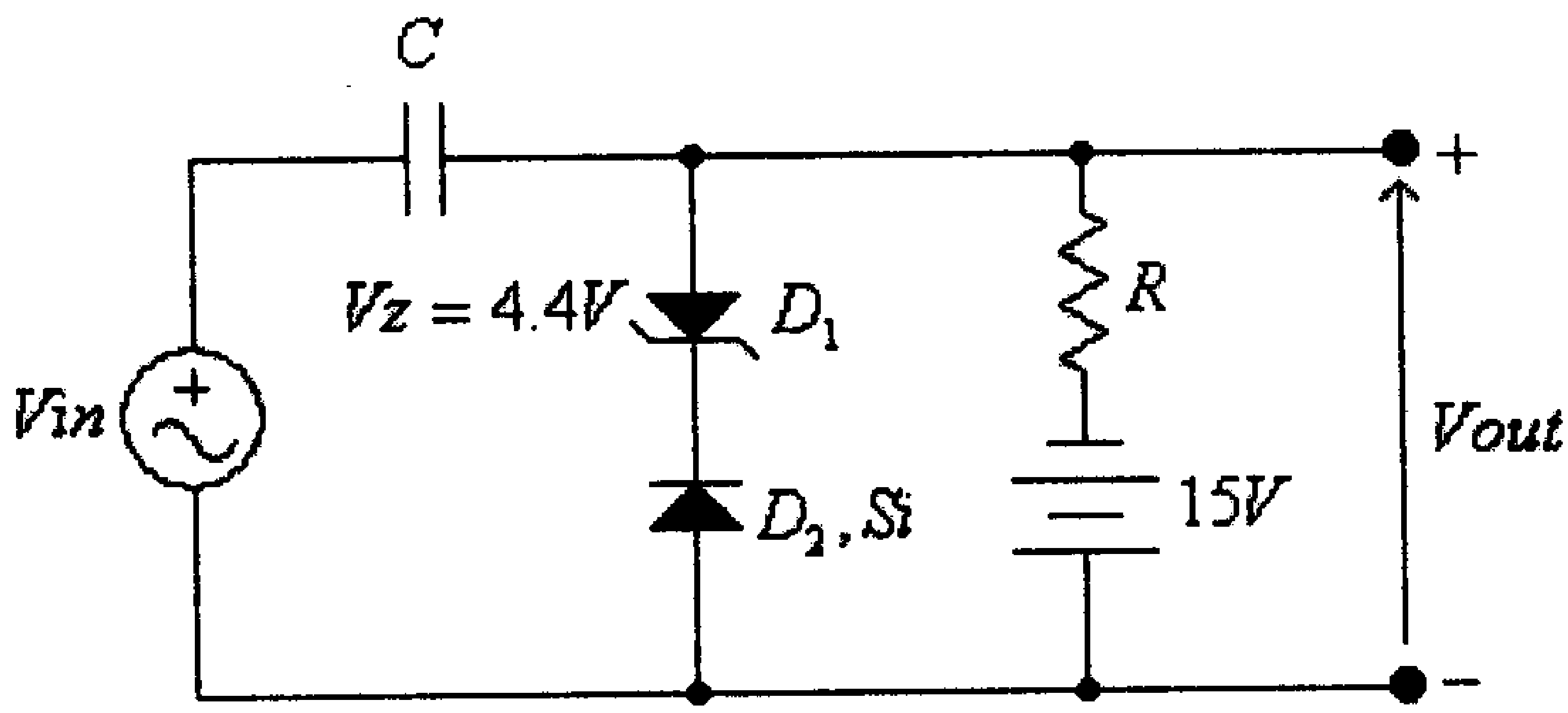
شكل (223)

9) أرسم موجة الفولطية المخرجية وكذلك دالة التحويل للدائرة التالية ، إذا علمت أن:
$V_Z = 5.4V$ و $V_T = 0.6V$ لكل من D_1 ، D_2 و D_3.



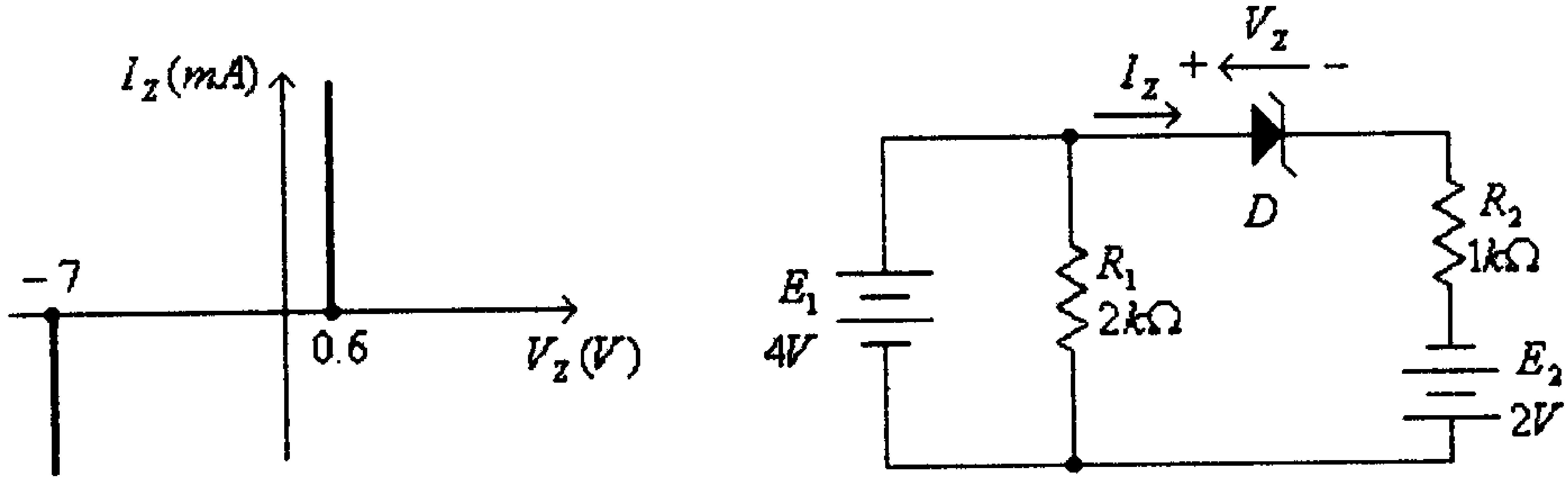
شكل (224)

10) أرسم موجة الفولطية المخرجية للدائرة التالية، إذا علمت أن $Vin = 2\sin(\omega t)$.



شكل (225)

11) للدائرة التالية ولخاصية ثنائي الزنر المبينة، أوجد قيمة الفولطية بين طرفي ثنائي الزنر V_Z والتيار المار فيه I_Z.

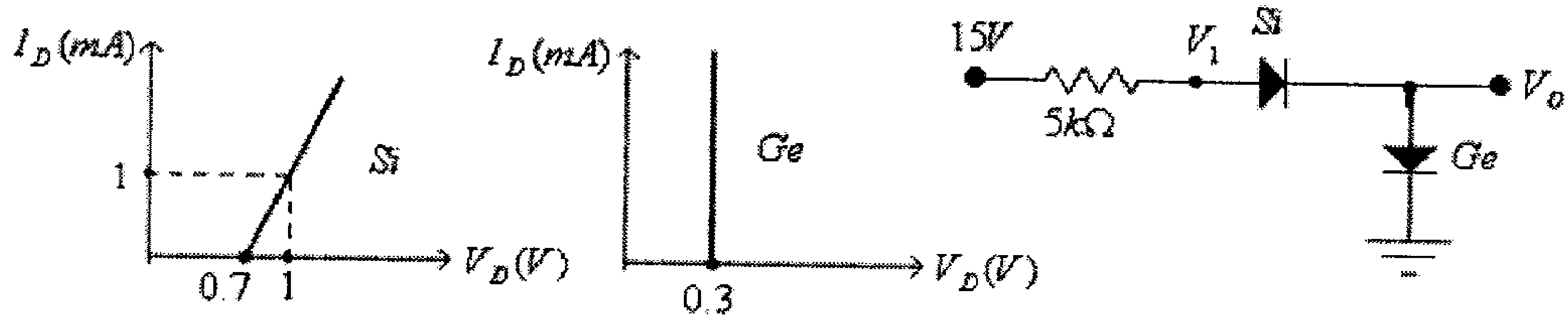


شكل (226)

الجواب:

$$V_Z = 0.6V$$
$$I_Z = 5.4mA$$

12) للدائرة التالية ولخواص الديودات المبينة، أوجد قيمة كل من V_1 و V_O.

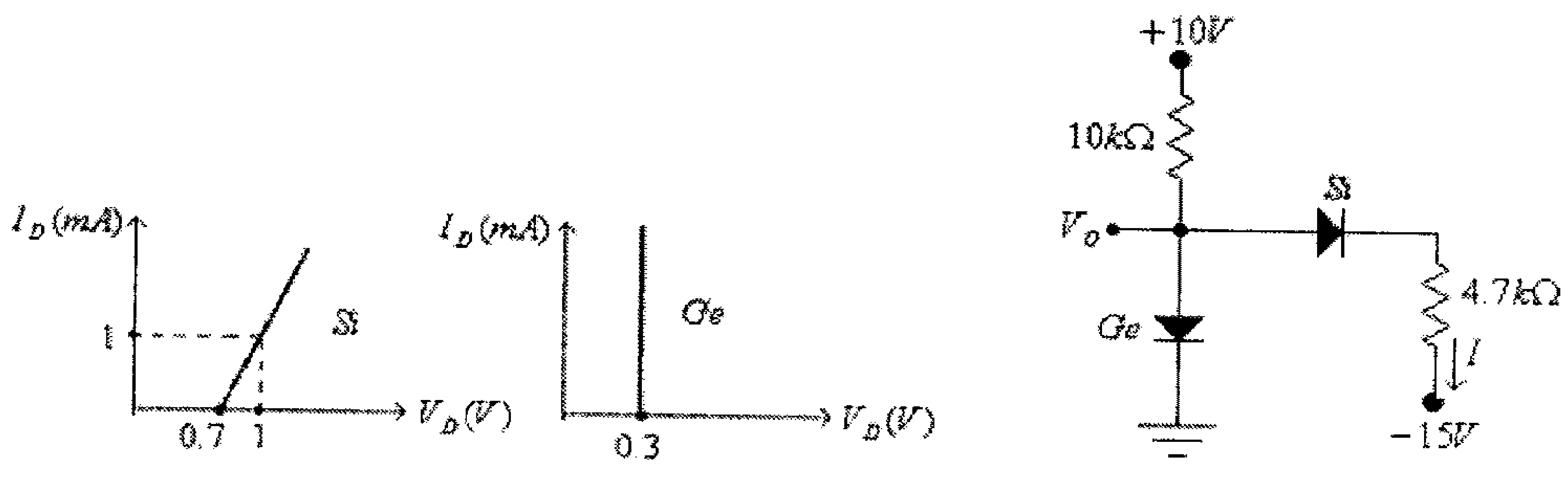


شكل (227)

الجواب:

$$V_1 = 1.79V$$
$$V_O = 0.3V$$

13) للدائرة التالية ولخواص الديودات المبينة، أوجد قيمة كل من V_O و I.

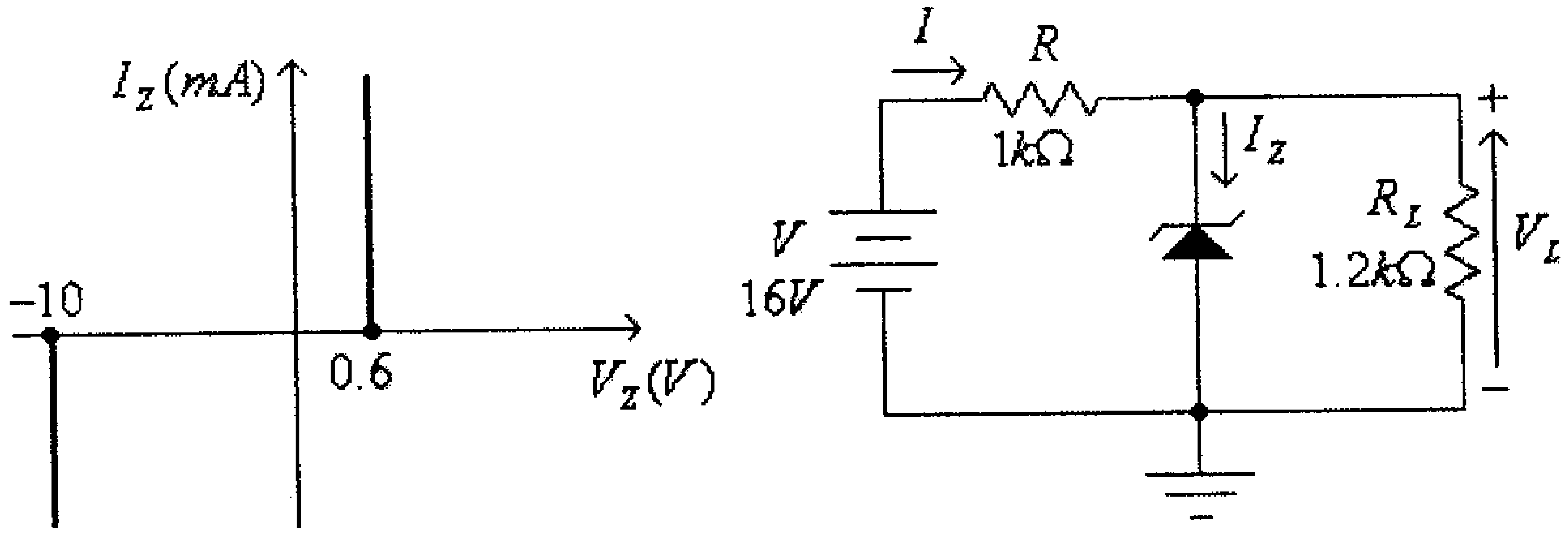


شكل (228)

الجواب:

$$V_O = -6.2V$$
$$I = 1.62mA$$

14) للدائرة التالية ولخاصية ثنائي الزنر المبينة، أوجد قيمة كل من V_L، I و I_Z.



شكل (229)

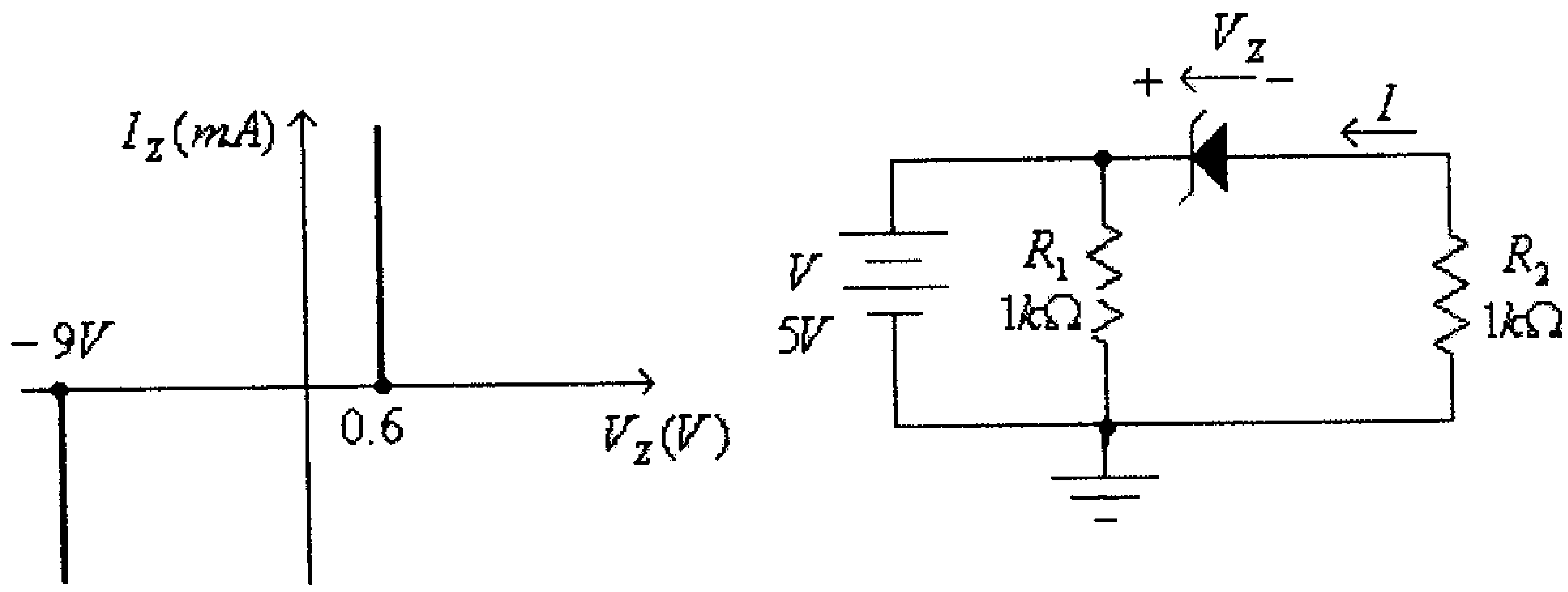
الجواب:

$V_L = 8.73V$

$I = 7.27mA$

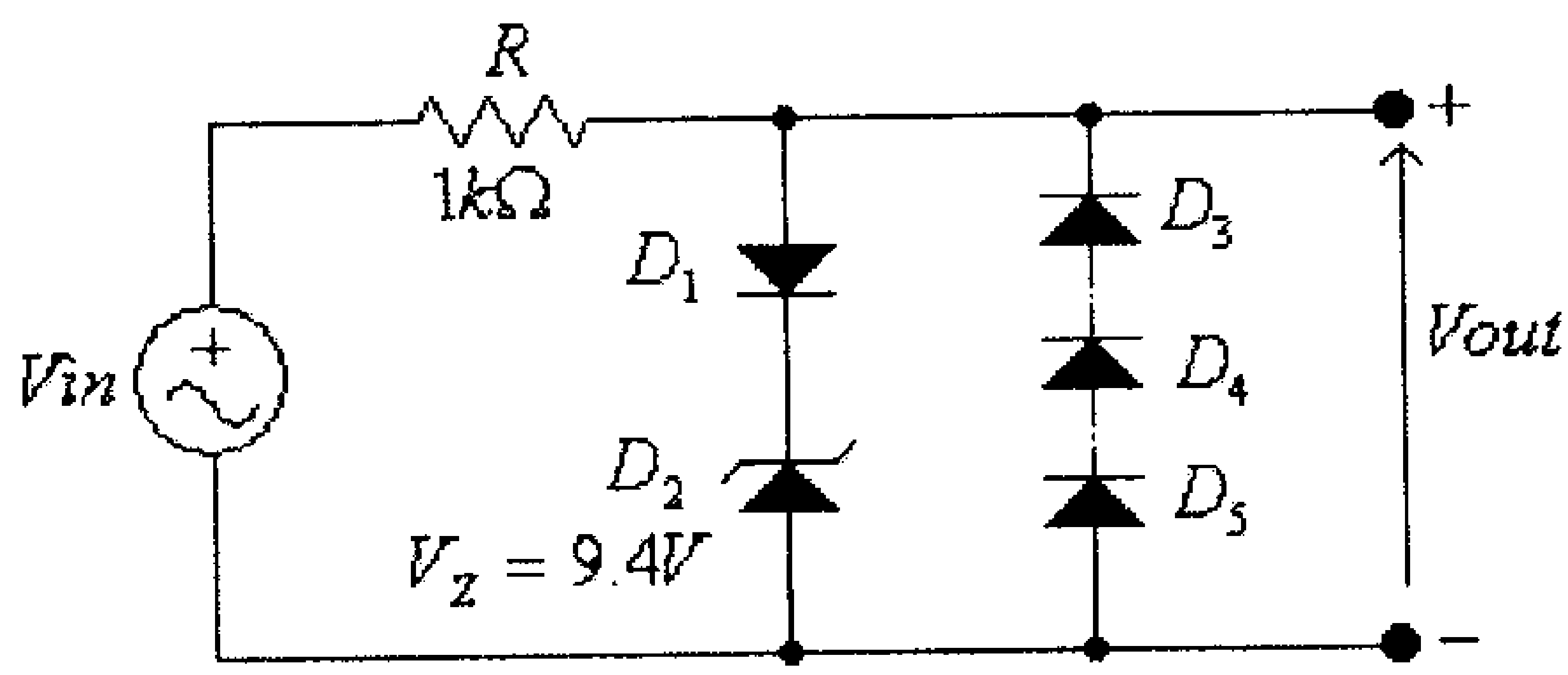
$I_Z = 0A$

15) للدائرة التالية ولخاصية ثنائي الزنر المبينة، أوجد قيمة كل من V_Z و I.



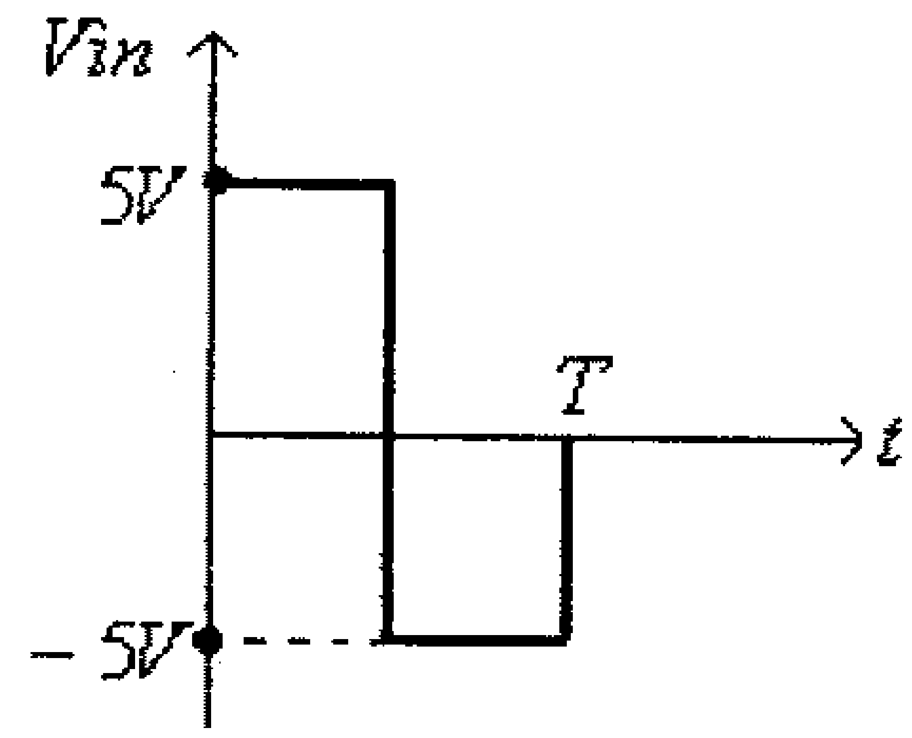
شكل (230)

16) للدائرة التالية، ارسم موجه الفولطية المخرجية، إذا علمت أن $Vin = 18\sin(\omega t)$ وأن جميع الديودات سيليكونية.

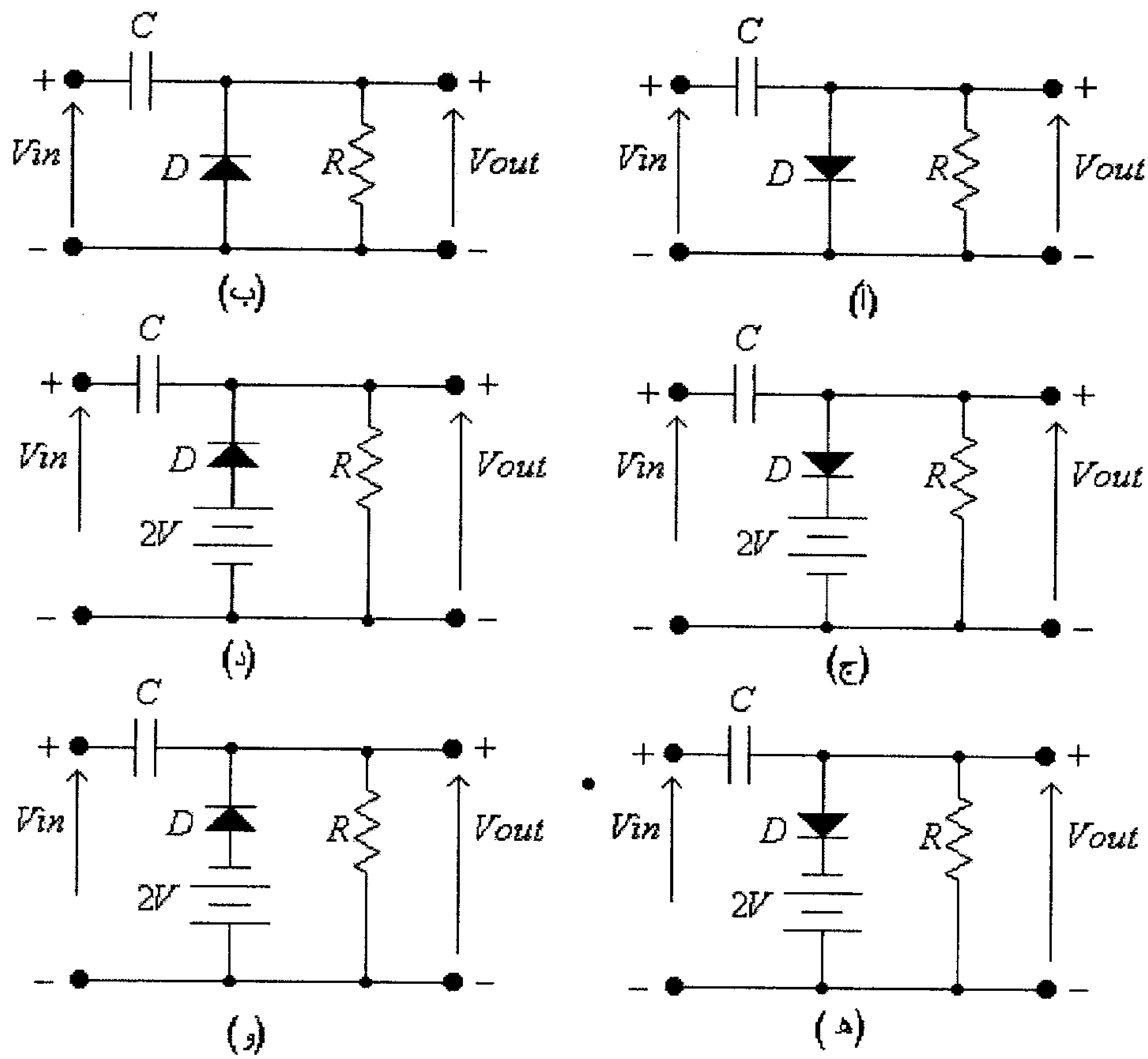


شكل (231)

17) لكل من الدوائر التالية، أوجد موجة الفولطية المخرجية، إذا علمت أن الفولطية المدخلية هي كما في الشكل التالي، وأن جميع الديودات المستخدمة مثالية.

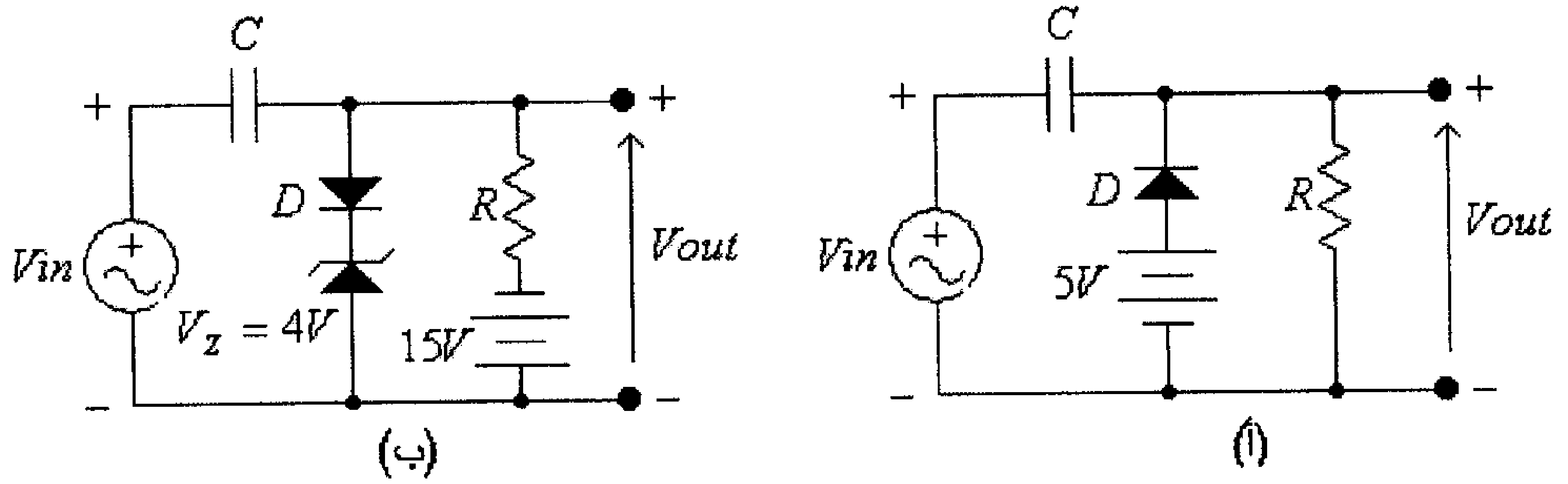


شكل (232)



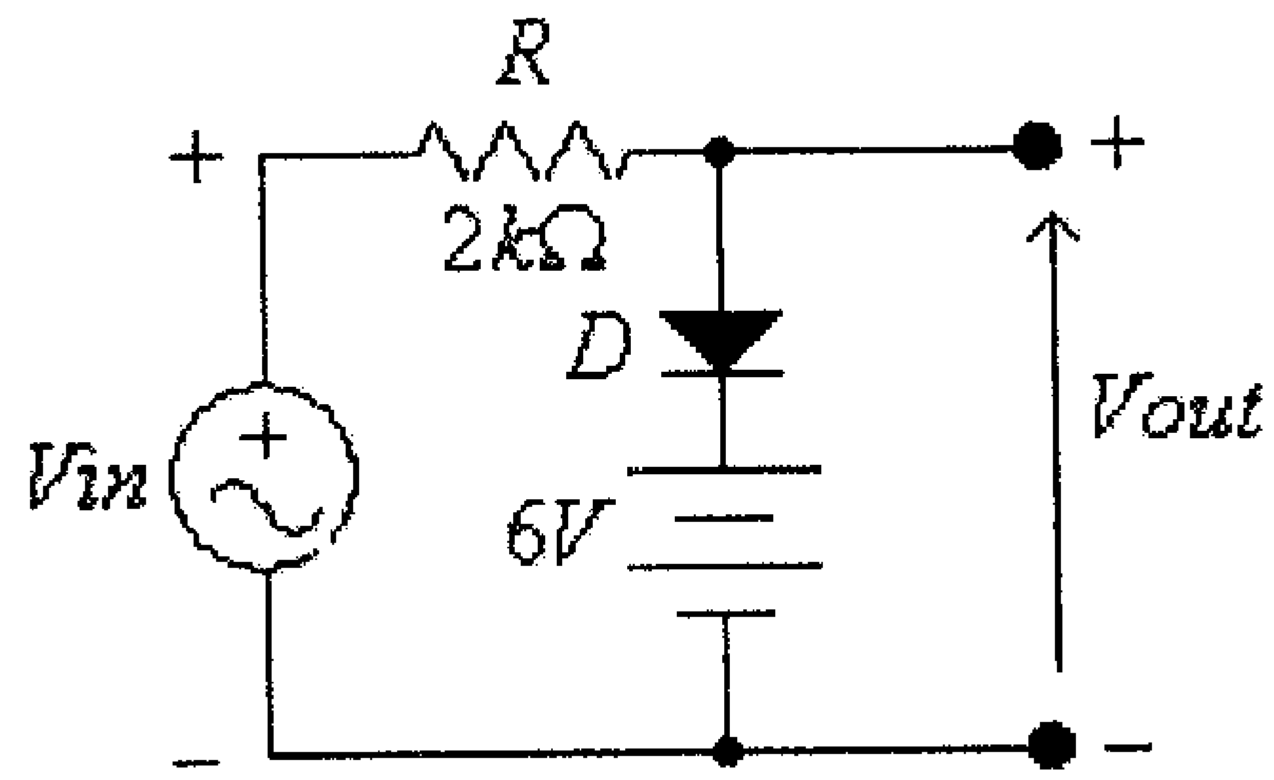
شكل (233)

18) لكل من الدائرتين التاليتين ، ارسم موجه الفولطية المخرجية، إذا علمت أن $Vin = 18\sin(\omega t)$ وأن جميع الديودات سيليكونية.



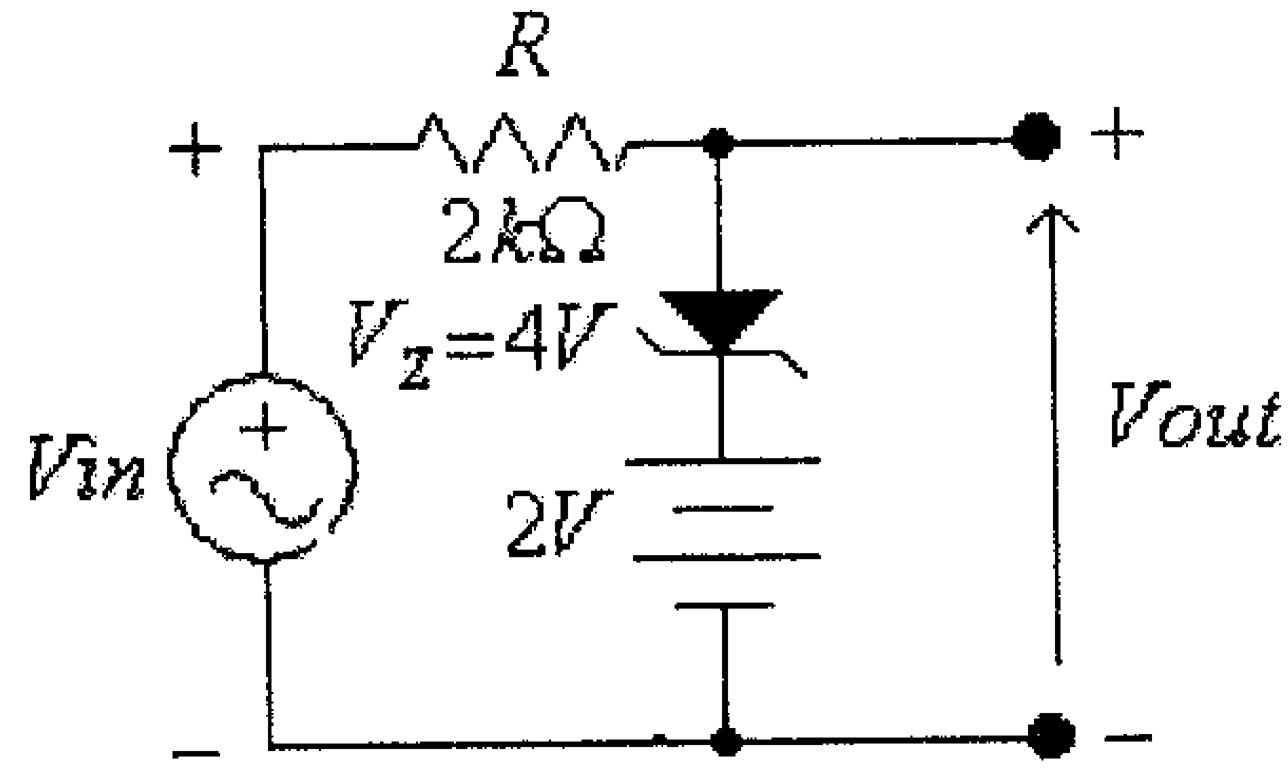
شكل (234)

19) للدائرة التالية، ارسم موجه الفولطية المخرجية، إذا علمت أن $Vin = 12\sin(\omega t)$ وأن الديود مثالياً.



شكل (235)

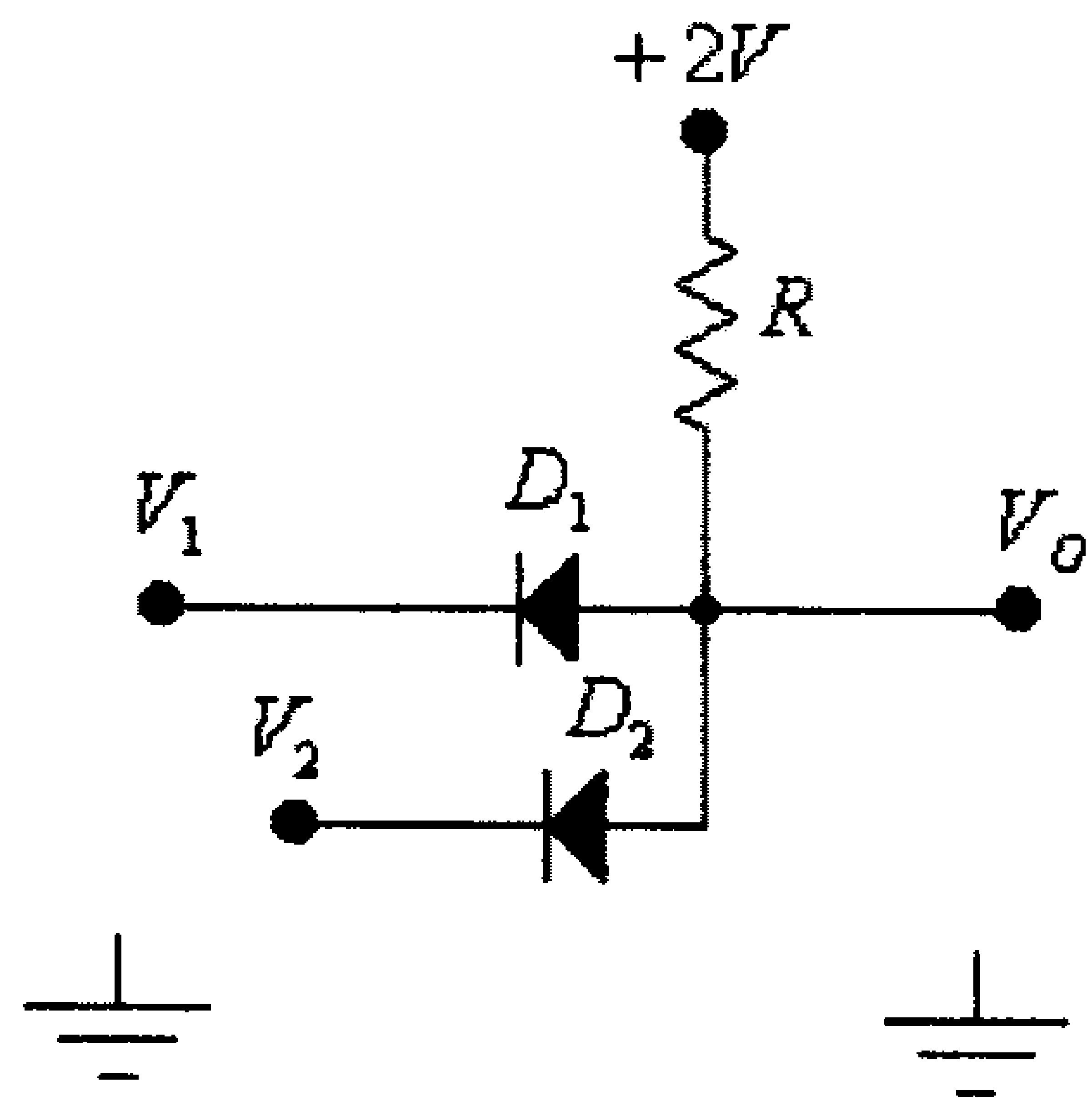
20) للدائرة التالية، ارسم موجه الفولطية المخرجية، إذا علمت أن $Vin = 10\sin(\omega t)$.



شكل (236)

21) ما هي الدالة المنطقية للدائرة التالية علماً بأن الديودات المستخدمه سيليكونية وأن الصفر المنطقي للمدخل يساوي $-2V$ والواحد المنطقي للمدخل يساوي $+2V$. أوجد قيمة V_O وكذلك وضعية كل ديود، لكل القيم المحتمله للمداخل المبينة في الجدول. (الصفر المنطقي للمخرج عند $V_O < 0$ والواحد المنطقي عند $V_O > 0$).

V_1	V_2	D_1	D_2	V_O
$-2V$	$-2V$			
$-2V$	$+2V$			
$+2V$	$-2V$			
$+2V$	$+2V$			



شكل (237)

الوحدة الثالثة

الترانزيستورات ثنائية القطبية

الوحدة الثالثة

الترانزيستورات ثنائية القطبية

3.1 مدخل

في الوحدة الأولى ناقشنا تركيب وخصائص الديود كأبسط عنصر الكتروني، وبيّنا أن الديود مكــون من طبقتيــن أحدهمـــا من مادة موجبة (p-type material) والأُخرى من مادة سالبة (n-type material) . كما بيّنا كذلك أن الخاصية الرئيسية لهذا العنصر هي إمكانية مرور التيار الكهربائي من خلاله بأتجاه واحد فقط من المصعد (anode) الى المهبط (cathode) ومنعه من المرور في الإتجاه المعاكس.

وفي الوحدة الثانية تناولنا بعض التطبيقات المختلفة للديود مثل دوائر التقويم ودوائر التحديد وغيرها. وكذلك تناولنا أيضاً إستخدام بعض أنواع الديودات الخاصة مثل ديودات الزنر والتي إستُخدمت بشكل رئيسي لتثبيت الفولطية، كون أن فرق الجهد بين طرفيها يبقى ثابتاً تقريباً بالرغم من تغير التيار المار خلالها.

ولقد لاحظت من الوحدتين الأولى والثانية أن الديودات بأنواعها عناصر الكترونية بسيطة ولا يمكن استخدامها لبناء بعض الدوائر الالكترونية الخاصة كدوائر تضخيم الإشارة الكهربائية، لإنتاج إشارة مخرجية بقيم فولطية أعلى من قيم فولطية الإشارة المدخلية (تضخيم الفولطية) أو إنتاج إشارة مخرجية بقيم تيار أعلى من قيم تيار الإشارة المدخلية (تضخيم تيار) أو إنتاج إشارة مخرجية بقدرة أعلى من قدرة الإشارة المدخلية (تضخيم القدرة).

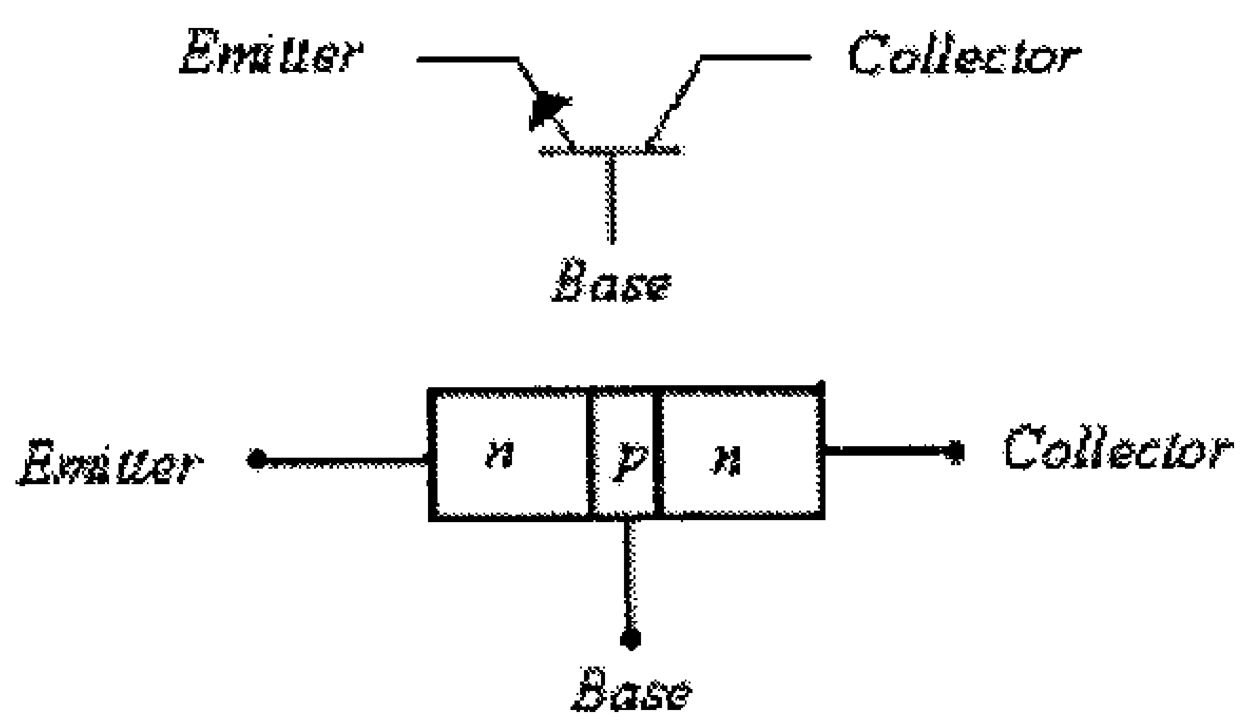
في هذه الوحدة سنتناول تركيب وخصائص الترانزيستور ثنائي القطبية (bipolar junction transistor)، أو إختصاراً (BJT)، والذي يمكن أن يستخدم لبناء دوائر الكترونية مختلفة مثل المضخمات (amplifiers) والمذبذبات (oscillators) والمفاتيح الالكترونية (electronic switches) وغيرها.

3.2 تركيب الترانزيستور ثنائي القطبية

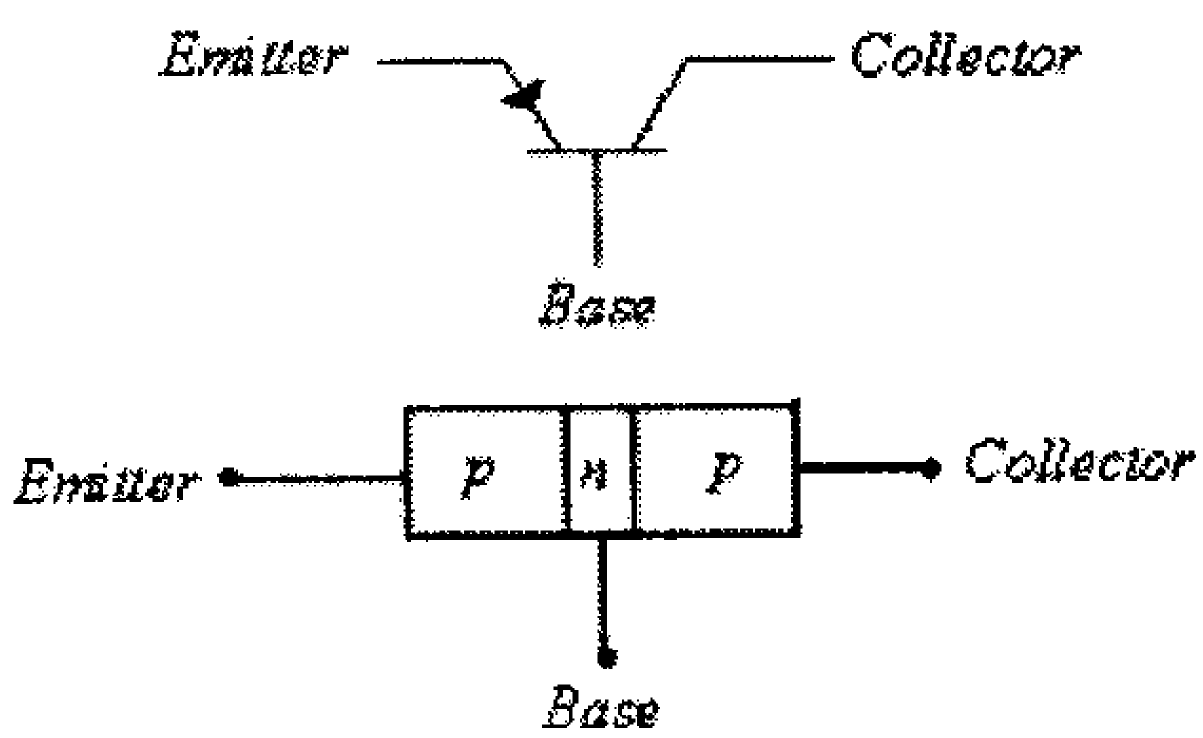
يتكون الترانزيستور ثنائي القطبية من ثلاث طبقات (layers) كل منها موصولة مع طرف من أطرافه . وحسب نوعية هذه الطبقات يمكن تقسيم هذه الترانزيستورات الى نوعين هما:

- الترانزيستورات من النوع npn، وفيها يتركب الترانزيستور من طبقتين من مادة سالبة (n-type material) بينهما طبقة رقيقة من مادة موجبة (p-type material)، وكما هو مبين بالشكل (1-a).

- الترانزيستورات من النوع pnp، وفيها يتركب الترانزيستور من طبقتين من مادة موجبة (p-type material) بينهما طبقة رقيقة من مادة سالبة (n-type material)، وكما هو بالشكل (1-b).



شكل (1-a)



شكل (1-b)

شكل (1)

من هذا الشكل يتضح أن للترانزيستور ثلاثة أطراف هي:

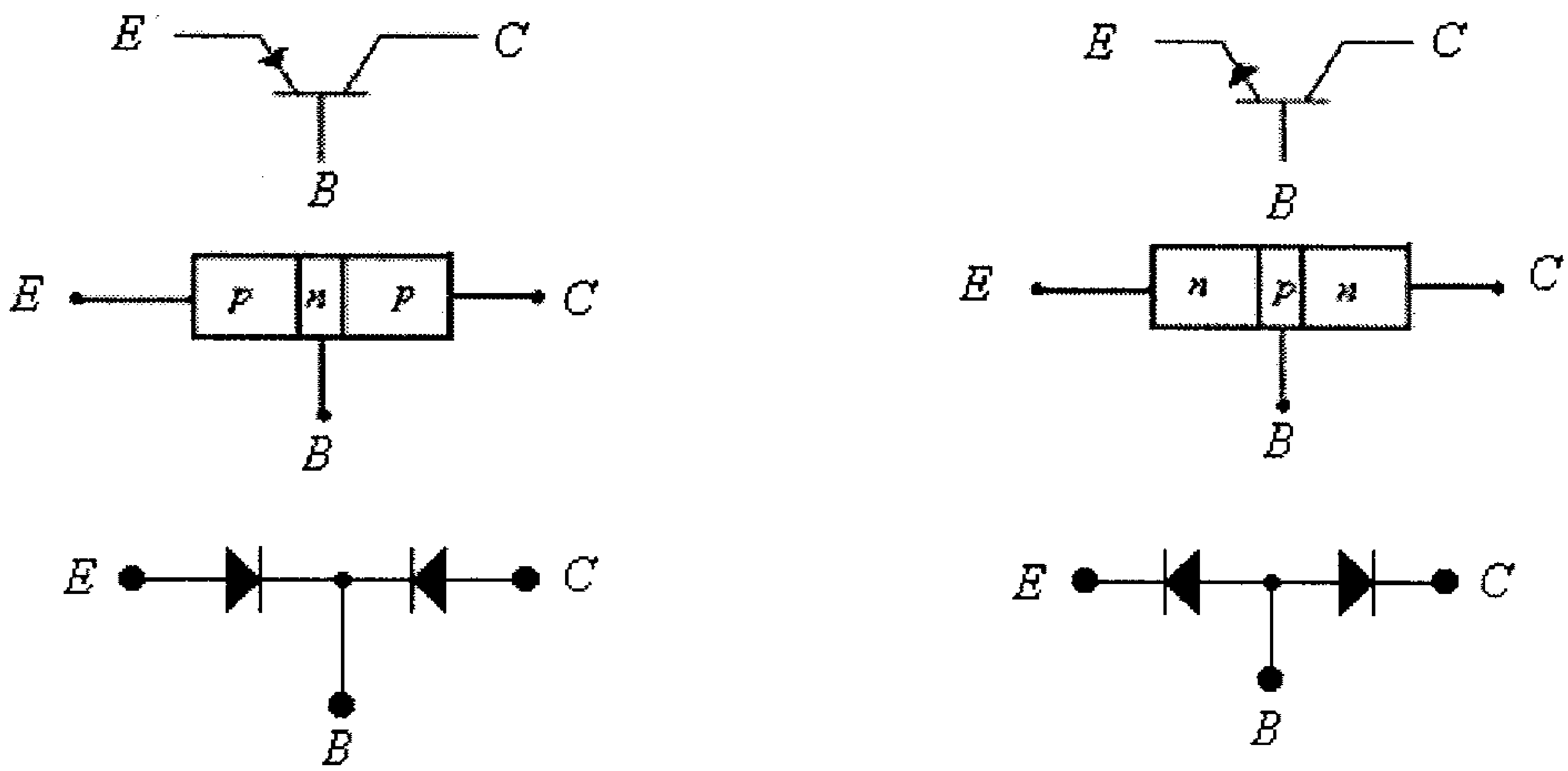
1- الباعث (Emitter) ويرمز له إختصاراً بالحرف E

2- المُجمِّع أو الجامع (Collector) ويرمز له إختصاراً بالحرف C

3- القاعدة (Base) ويرمز لها إختصاراً بالحرف B

ومما يجب ذكره أن عرض طبقة القاعدة (B) أقل من عرض كل من طبقتي الباعث (E) والمُجمِّع (C)، أما من حيث تركيز الشوائب فإن تركيز طبقة الباعث (E) هو الأعلى، يليها تركيز طبقة المُجمِّع (C)، أما طبقة القاعدة (B) فهي الأقل تركيزاً.

وبالرجوع الى تركيب الترانزيستور المبين في الشكل السابق يلاحظ أن الترانزيستور يكافيء بتركيبه ديودين موصولين معاً، أحدهما مكون من طبقتي المُجمِّع (C) والقاعدة (B) والآخر مكون من طبقتي القاعدة (B) والباعث (E)، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



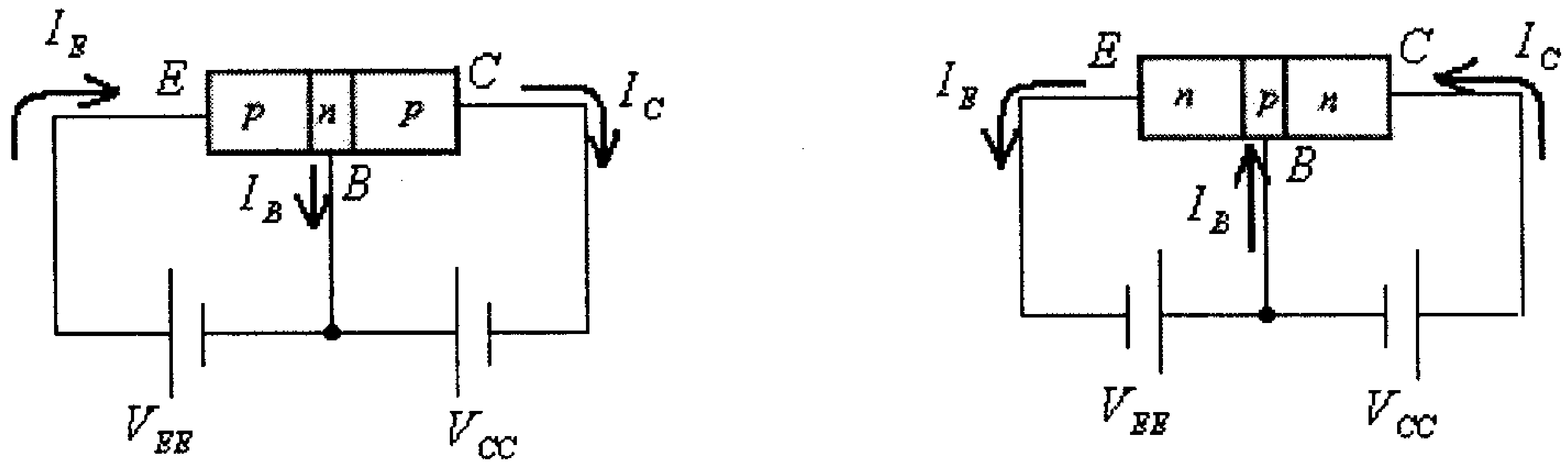
شكل (2)

ومما يجب ذكره أيضاً أن تسمية هذا الترانزيستور "ثنائي القطبية (bipolar)" جاءت من حقيقة أن التيار في هذا الترانزيستور مُكوَّن من حاملات التيار بالقطبيتين السالبة (الالكترونات) والموجبة (الفجوات); وسوف تلاحظ في الوحدات اللاحقة أن هناك نوع آخر من الترانزيستورات، والتي تسمى الترانزيستورات أُحادية القطبية (unipolar)، يتم إنتقال التيار فيها بنوع واحد من حاملات التيار. أما كلمة junction والتي تعني "وصلة" فجاءت من حقيقة أن مدخل هذا الترانزيستور (القاعدة) موصول مباشرة مع باقي جسم الترانزيستور على عكس بعض أنواع الترانزيستورات الآخرى مثل بعض ترانزيستوات تأثير المجال (field-effect transistors) والتي يكون فيها مدخل الترانزيستور والذي يسمى البوابة (gate) معزولاً عن باقي جسم الترانزيستور، وذلك كما سترى في الوحدات اللاحقة من هذا الكتاب.

ومن الضروري معرفة أن مُكافِئة الترانزيستور ثنائي القطبية بتركيبه لديودين موصولين معاً، كما في شكل (2) السابق، لا تعكس مبدأ عمل هذا الترانزيستور.

3.3 مبدأ عمل الترانزيستور ثنائي القطبية

بالعودة الى تركيب الترانزيستور ثنائي القطبية، والمبين في شكل (2) السابق، يلاحظ أن هذا الترانزيستور مكون من وصلتي p-n كل منهما تكافيء ديود، الوصلة الأولى بين الباعث (E) والقاعدة (B) والوصلة الثانية بين المُجمّع (C) والقاعدة (B). وعادةً ما يربط الترانزيستور بحيث تكون الوصلة الأولى ($E-B$) في حالة إنحياز أمامي والوصلة الثانية ($C-B$) في حالة أنحياز عكسي، وكما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (3)

فللترانزيستور من النوع pnp، وحيث أن الوصلة ($E-B$) في حالة إنحياز أمامي فإن تياراً كبيراً سيمر في الباعث (E) نتيجة لضيق منطقة الإستنزاف (depletion region) بين الباعث (E) والقاعدة (B)، وهذا التيار مشار اليه بالتيار I_E في الشكل (3). وتيار الباعث هذا سيتفرع في منطقة القاعدة الى تيارين هما تيار القاعدة I_B وتيار المُجمّع I_C، أي أن:

$$I_E = I_C + I_B$$

وهذه أولى علاقات الترانزيستور الأساسية.

وحيث أن مقاومة طبقة القاعدة عالية مقارنةً مع مقاومة طبقة المُجمّع، وذلك نتيجة العرض الدقيق لطبقة القاعدة وقلة تركيز الشوائب فيها، فإن تيار القاعدة I_B سيكون قليلاً مقارنة مع تيار المُجمّع I_C، أي أن:

$$I_B << I_C$$

أي أن معظم تيار الباعث سيخرج من المُجمّع، وبالتالي فإن:

$$I_C \approx I_E$$

وحيث أن تيار المُجمِّع هذا مسبب من ناقلات تيار الأكثرية (الفجوات من الطبقة P للباعث) فإنه يرمز له بـــ $I_{Cmajority}$.

ولما كانت الوصلة ($C-B$) في وضع إنحياز عكسي، فإن تيار تسرب (leakage current) سيمر من طبقة القاعدة الى طبقة المُجمِّع ناتج عن ناقلات تيار الأقلية (شبيه بتيار التسرب العكسي أو تيار الإشباع في الديود)، وهذا التيار يرمز له عادةً بـــ $I_{CO\min ority}$، وبالتالي فإن:

$$I_C = I_{Cmajority} + I_{CO\min ority}$$

ملاحظات هامة على عمل الترانزيستور:

- دائماً في الترانزيستور فإن $I_E = I_C + I_B$
- حيث أن تيار القاعدة I_B أقل كثيراً من تيار المُجمِّع I_C، فإن $I_C \approx I_E$.
- تيار المُجمِّع (I_C) من حاملات تيار الأكثرية $I_{Cmajority}$ هو الجزء من تيار المُجمِّع الذي يتم التحكم بقيمته عن طريق تيار الباعث (I_E).
- تيار التسرب في المُجمِّع والناتج عن ناقلات تيار الأقلية ($I_{CO\min ority}$) لا يمكن التحكم بقيمته عن طريق تيار الباعث (I_E) بل سيكون موجوداً حتى ولو كانت دائرة الباعث مفتوحة، لهذا فهو يرمز له بالرمز $I_{CO\min ority}$. لاحظ أن الحرف "O" في رمز هذا التيار هو الحرف الأول من كلمة ($open$) الإنجليزية، وذلك للدلالة على وجود هذا التيار حتى ولو كانت دائرة الباعث مفتوحة.
- التيار $I_{CO\min ority}$، وكما هي حالة تيار التسرب العكسي للديود يزداد بإرتفاع درجة الحرارة.

ومما يجب ذكره أن ما تم شرحه بخصوص مبدأ عمل الترانزيستور من النوع pnp ينطبق على عمل الترانزيستور npn، بعد الأخذ بعين الإعتبار إتجاهات التيارات المختلفة لهذا الترانزيستور.

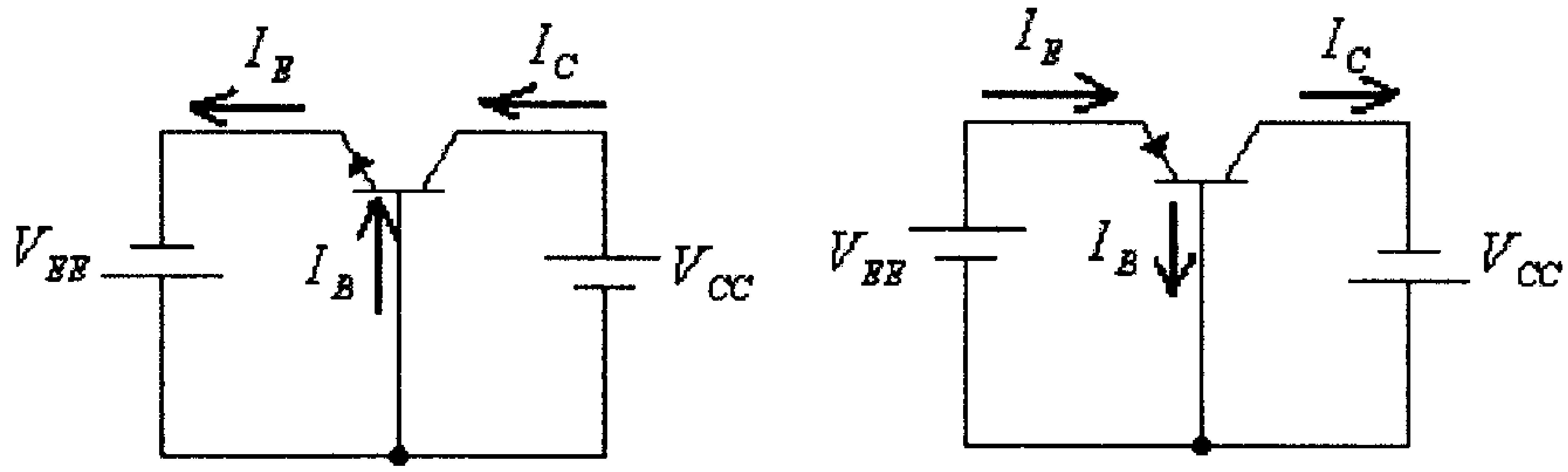
3.4 دوائر توصيل الترانزيستور

لقد لاحظت وخلال شرح تركيب الترانزيستور أن للترازيستور ثلاثة أطراف هي القاعدة (*Base*) والباعث (*Emitter*) والمُجمِّع (*Collector*). كما لاحظت، وكما هو مبين في شكل (3)، أن دائرة الترانزيستور يمكن تقسيمها الى جزئين هما:

- الجزء المدخلي، وهو الجزء الذي يتم فيه التحكم بالتيار المار في الوصلة بين الباعث (E) والقاعدة (B).
- والجزء المخرجي وهو الجزء الذي يمر فيه تيار الحمل (*Load current*)، وهذا التيار عادةً هو التيار الذي يمر في الوصلة بين المُجمِّع (C) والقاعدة (B).

ولما كان أي طرف من أطراف الترانزيستور الثلاثة يمكن أن يكون مشتركاً بين دائرتي المدخل والمخرج، لذا يمكن ربط الترانزيستور بواحدة من الدوائر الثلاث التالية:

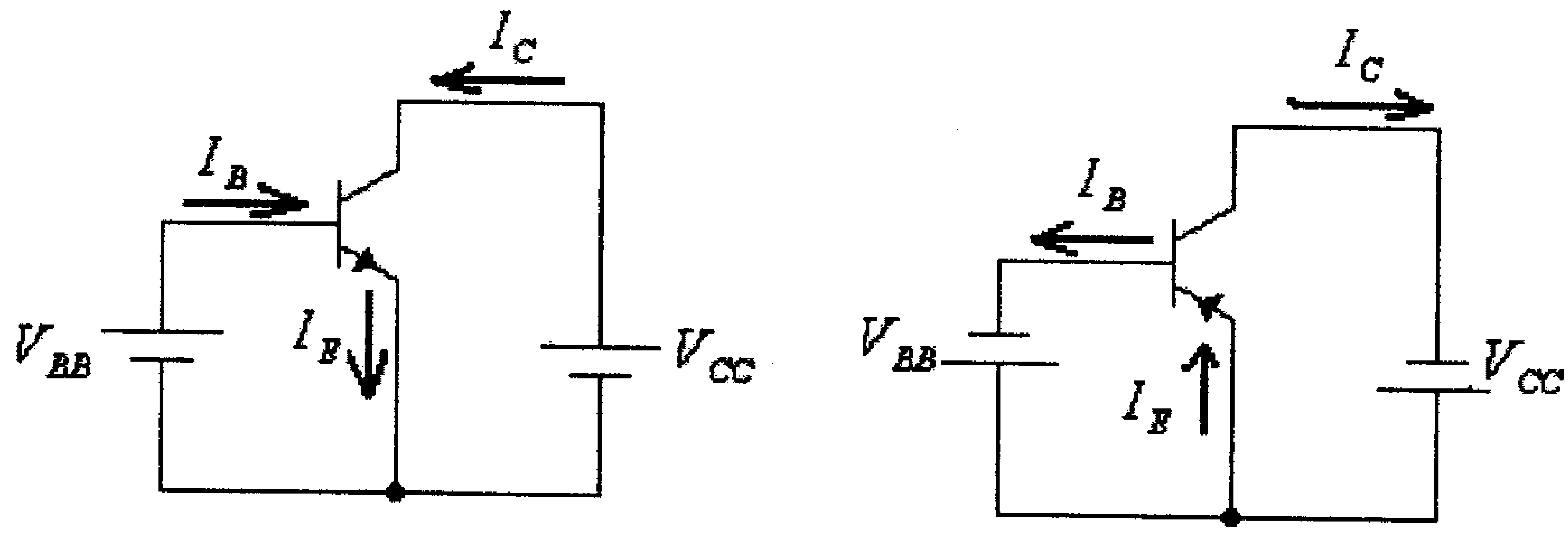
أ) دائرة القاعدة المشتركة (Common-base configuration) : في هذه الدائرة تكون القاعدة هي الطرف المشترك بين المدخل (input) والمخرج (output) وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (4)

لاحظ أن التيار المدخلي هو تيار الباعث I_E والفولطية المدخلية هي الفولطية بين القاعدة (B) والباعث (E)، أي الفولطية V_{BE}. والتيار المخرجي هو تيار المُجمِّع I_C والفولطية المخرجية هي الفولطية بين المُجمِّع (C) والقاعدة (B)، أي الفولطية V_{CB}.

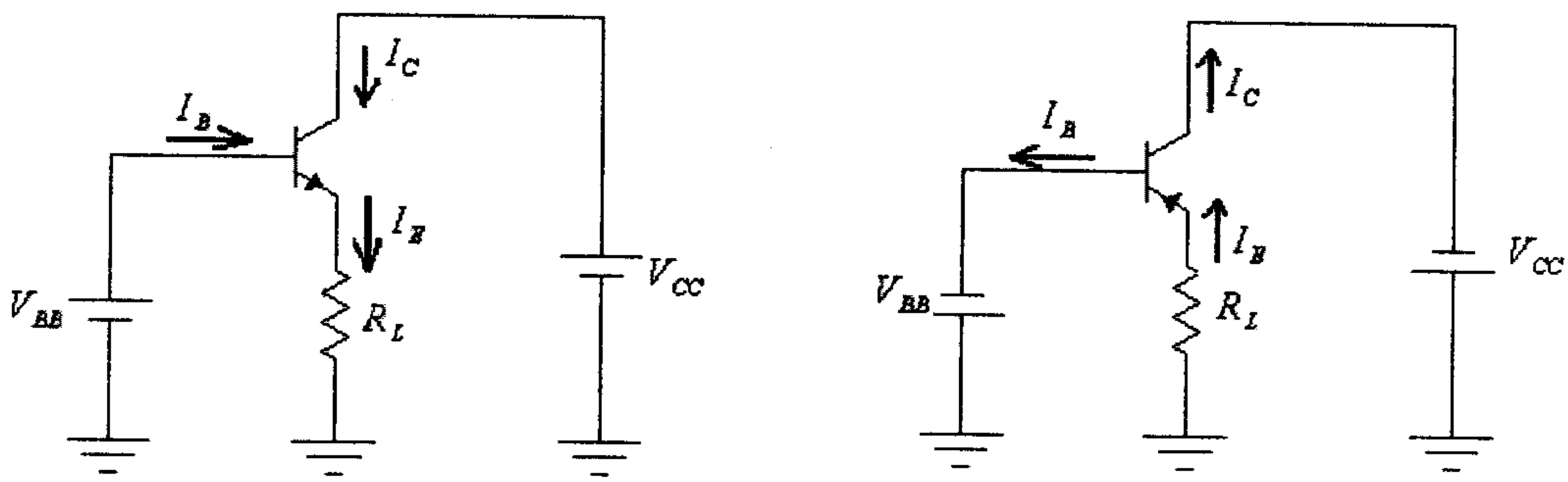
ب) دائرة الباعث المشترك (Common-Emitter configuration) : في هذه الدائرة يكون الباعث (E) هو الطرف المشترك بين المدخل والمخرج ، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (5)

لاحظ أن التيار المدخلي هو تيار القاعدة I_B والفولطية المدخلية هي الفولطية بين القاعدة (B) والباعث (E)، أي الفولطية V_{BE}، والتيار المخرجي هو تيار المُجمِّع I_C والفولطية المخرجية هي الفولطية بين المُجمِّع (C) والباعث (E)، أي الفولطية V_{CE}.

ج) دائرة المُجمِّع المشترك (Common-collector configuration) : في هذه الدائرة يكون المُجمِّع (C) هو الطرف المشترك بين المدخل والمخرج، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (6)

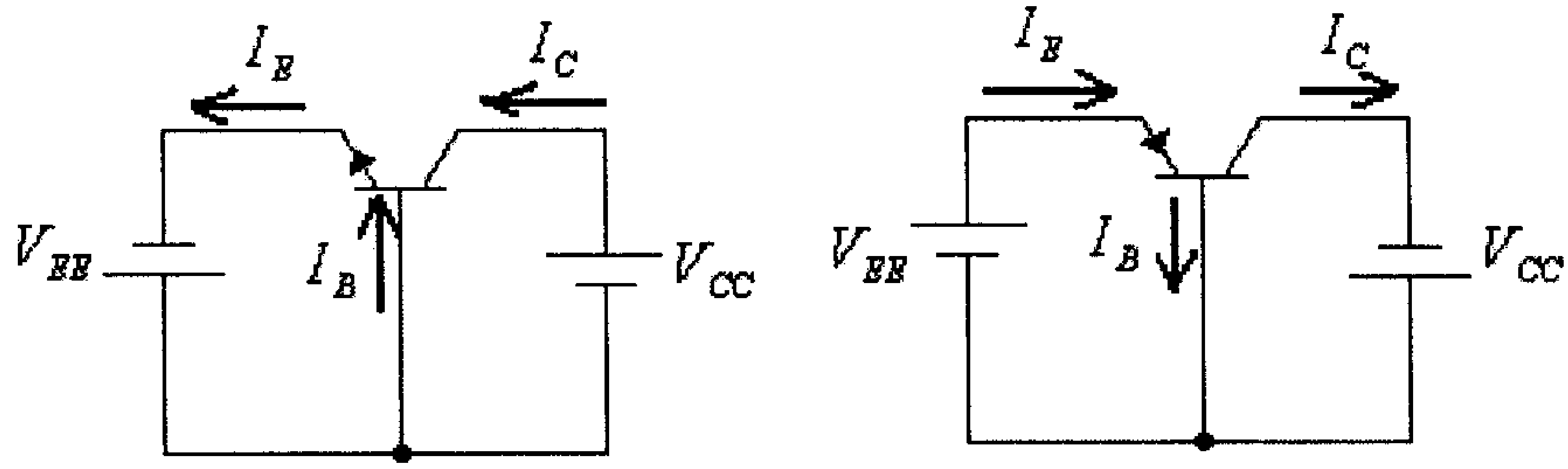
لاحظ أن التيار المدخلي هو تيار القاعدة I_B والفولطية المدخلية هي الفولطية بين القاعدة (B) والمُجمِّع (C)، أي الفولطية V_{BC}، والتيار المخرجي هو تيار الباعث I_E والفولطية المخرجية هي الفولطية بين الباعث (E) والمُجمِّع (C)، أي الفولطية V_{CE}.

ويمكنك أن تلاحظ أنه، وللدوائر الثلاث السابقة، فإن إتجاه تيار الباعث (I_E) هو بإتجاه السهم الذي يُشير اليه الباعث، وأن مجموع التيارات والداخلة والخارجة للترانزيستور يساوي صفراً.

وسنقوم الآن بدراسة كل دائرة من هذه الدوائر بشكل تفصيلي.

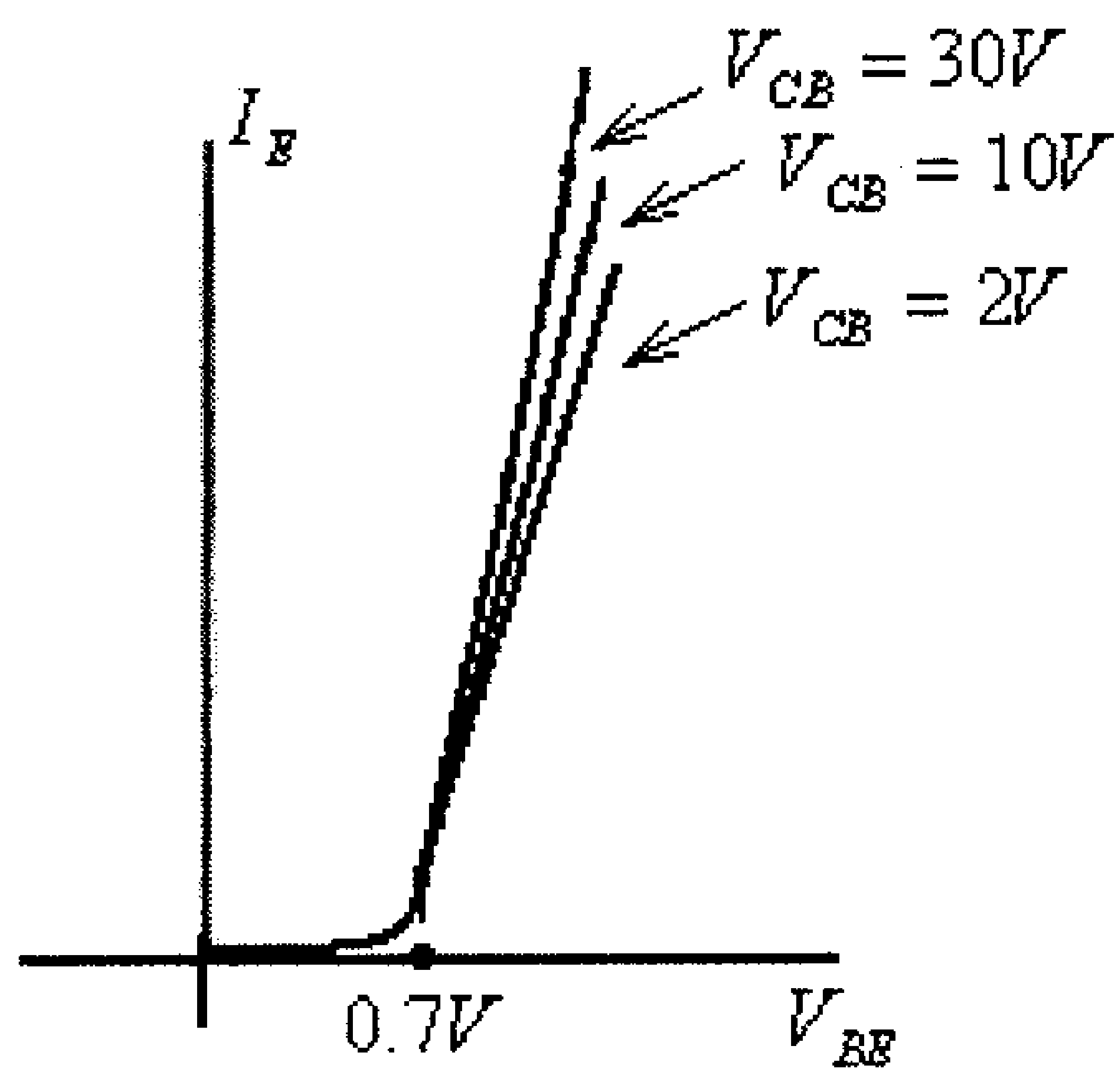
3.5 دائرة القاعدة المشتركة (Common-base Configuration):

هذه الدائرة مبينة في شكل (7) التالي، لكل من الترانزيستورين من النوعين npn و pnp.



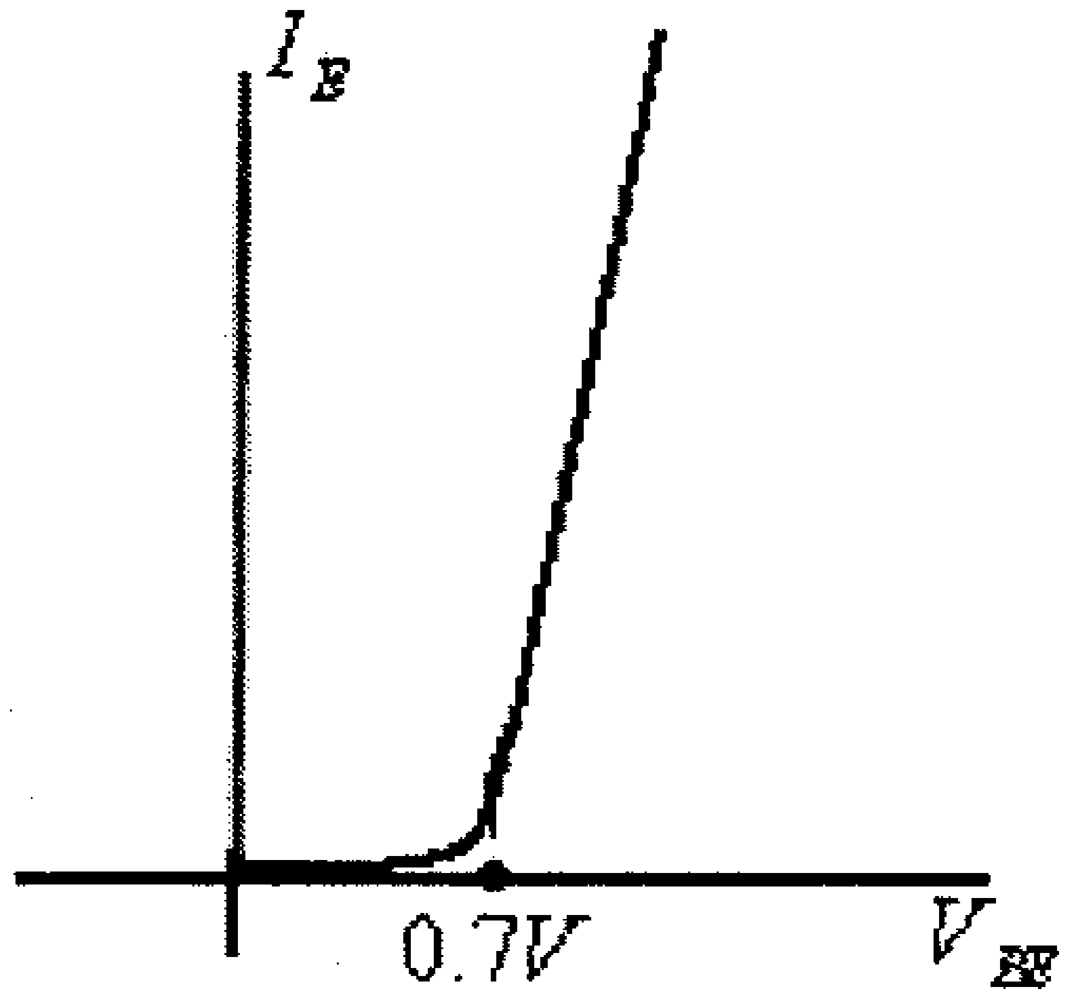
شكل (7)

ولما كان مدخل هذه الدائرة هو الوصلة بين الباعث (E) والقاعدة (B)، لذا فإن خاصية المدخل لهذه الدائرة تشبه خاصية الديود، وهي تصف العلاقة بين التيار المدخلي (I_E) والفولطية المدخلية (V_{BE}) عند قيم مختلفة للفولطية V_{CB}. وهذه الخاصية مبينة في الشكل التالي:



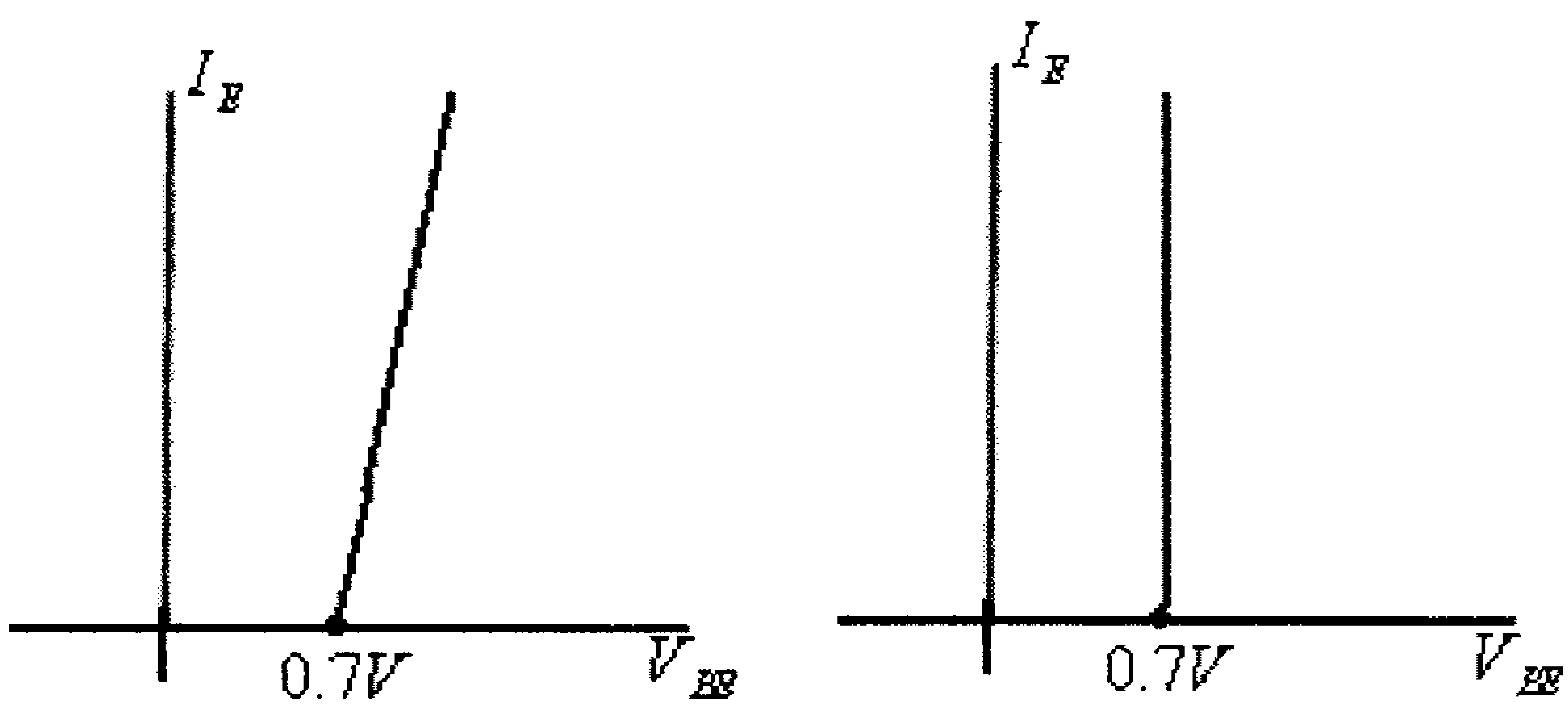
شكل (8)

وبما أن تأثير الفولطية V_{CB} على العلاقة بين التيار I_E والفولطية V_{BE} قليلٌ جداً، لذا يمكن إهمال هذا التأثير لتكون العلاقة بين I_E و V_{BE} كما هي مبينةٌ في الشكل التالي، ولكل قيم V_{CB}.



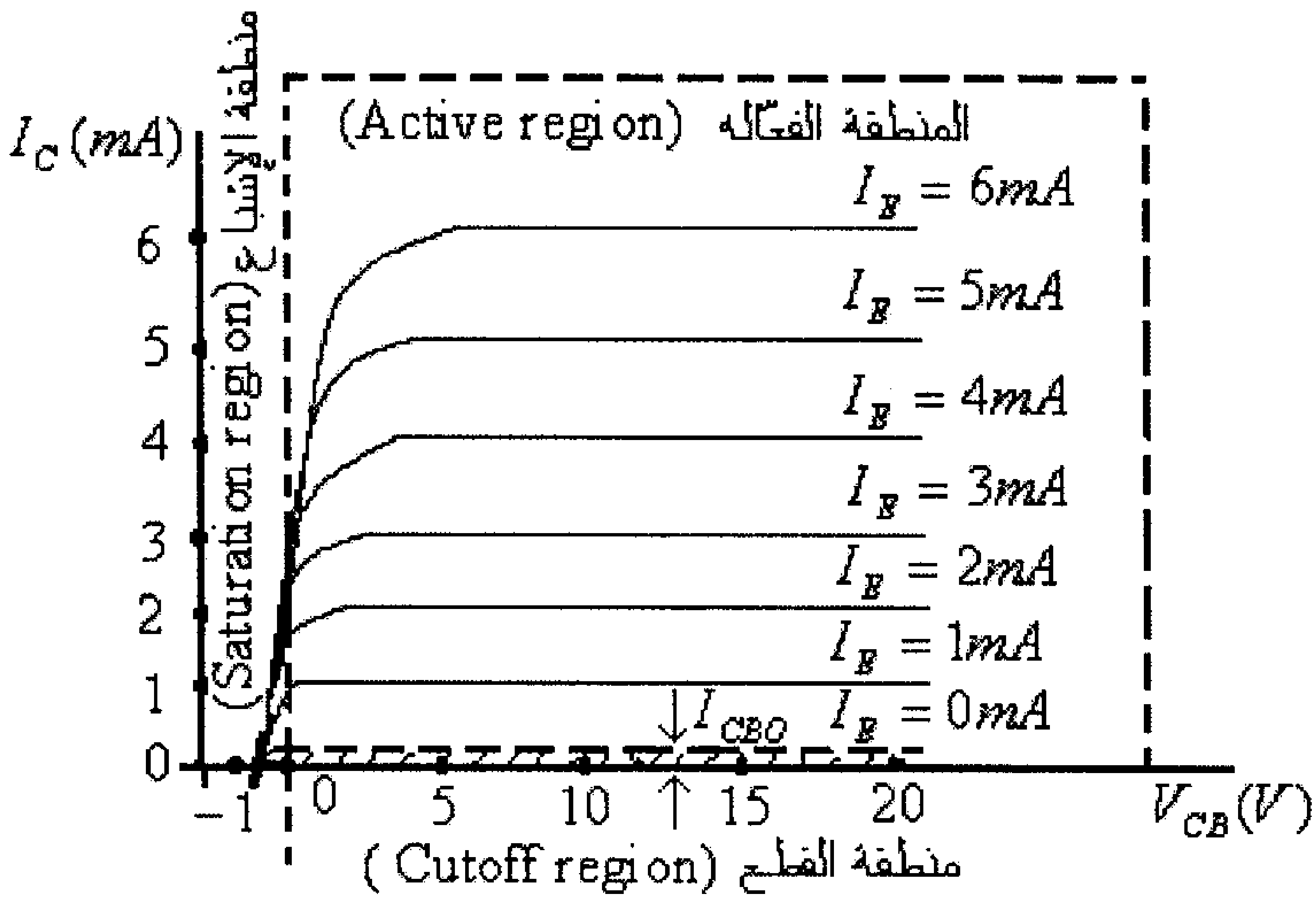
شكل (9)

وكما في حالة الديود، ولغاية تبسيط عملية دراسة دوائر الترانزيستور، يمكن إفتراض أن هذه الخاصية خطية أو حتى يمكن أفتراض أن قيمة V_{BE} تبقى ثابتة ولا تتغير بتغير I_E ، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (10)

أما الخاصية المخرجية لهذه الدائرة فهي تصف العلاقة بين تيار المُجمِّع I_C والفولطية بين المُجمِّع والقاعدة V_{CB} عند قيم مختلفة لتيار الباعث I_E، وهذه الخاصية مبينة في الشكل التالي.



شكل (11)

يمكن أن تلاحظ أن هذه الخاصـــية يمكن تقســـيمها الى ثـــلاث منـــاطق هي المنطقة الفعّالة (active region) ومنطقة الإشباع (saturation region) ومنطقة القطع (cutoff region).

ففي المنطقة الفعّالة تكون الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) في حالة إنحياز أمامي، والوصلة بين المُجمِّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز عكسي، وهذه المنطقة هي منطقة عمل الترانزيستور في دوائر التضخيم.

لاحظ في هذه المنطقة أن تيار المُجمِّع (I_C) يساوي تقريباً تيار الباعث (I_E)، أي أن:

$$I_C \approx I_E$$

في منطقة القطع (cutoff region) تكون كل من الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) والوصلة بين المُجمِّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز عكسي، لاحظ في هذه المنطقة أن تيار الباعث (I_E) يساوي صفراً:

$$I_E = 0$$

ويكون تيار المُجمِّع (I_C) مساوياً فقط لتيار التسرب العكسي للوصلة بين المُجمِّع والقاعدة (التيار I_{CBO}). ومما يجب ذكره أن التيار I_{CBO} يعتمد كثيراً على درجة حرارة الترانزيستور، إذ يزداد هذا التيار بإرتفاع درجة الحرارة.

في منطقة الإشباع (saturation region) تكون كل من الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) والوصلة بين المُجمِّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز أمامي ، لاحظ في هذه المنطقة أن الفولطية بين المُجمِّع والقاعدة (V_{CB}) يساوي صفراً، أي أن:

$$V_{CB} = 0$$

ومما يجب ذكره أنه وعندما يعمل الترانزيستور كمفتاح فإنه ينتقل بين منطقة القطع ومنطقة الإشباع.

ولوصف عمل الترانزيستورعندما يكون مربوطاً بدائرة القاعدة المشتركة كثيراً ما يستخدم المعامل (α) والذي يعكس العلاقة بين تيار المُجمِّع I_C وتيار الباعث I_E، ففي دوائر التيار المستمر، فإن:

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E}$$

وحيث أن تيار المُجمِّع I_C يكون مساوياً تقريباً لتيار الباعث I_E، فإن:

$$\alpha_{dc} \approx 1$$

وعادة ما تكون قيم المعامل α_{dc} محصورة بين 0.9 و 0.999 .

وكما ذُكر سابقاً، فإن تيار المُجمِّع (I_C) يتكون من جزئين هما:

- تيار يتم التحكم بمقداره بواسطة تيار الباعث (I_E).
- تيار التسرب العكسي I_{CBO} .

وبالتالي فإن:

$$I_C = \alpha . I_E + I_{CBO}$$

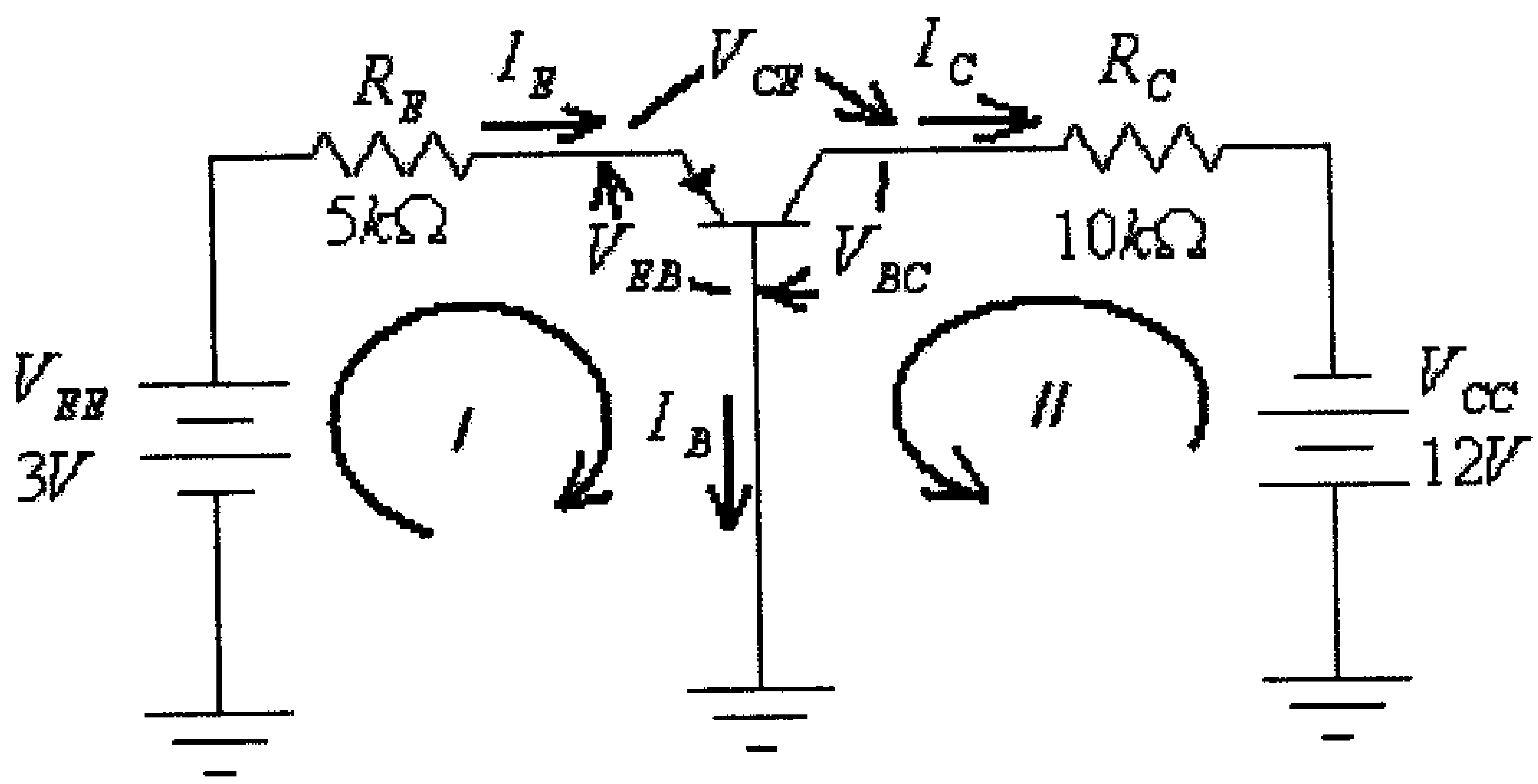
في دوائر التيار المتردد، كثيراً ما يستعمل أيضاً المعامل α_{ac} لوصف العلاقة بين تغير تيار المُجمِّع (ΔI_C) وتغير تيار الباعث (ΔI_E)، أي أن:

$$\alpha_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$$

وحيث أن التغير في تيار المُجمِّع (ΔI_C) يساويً تقريباً للتغير في تيار الباعث (ΔI_E)، فإن:

$$\alpha_{ac} \approx 1$$

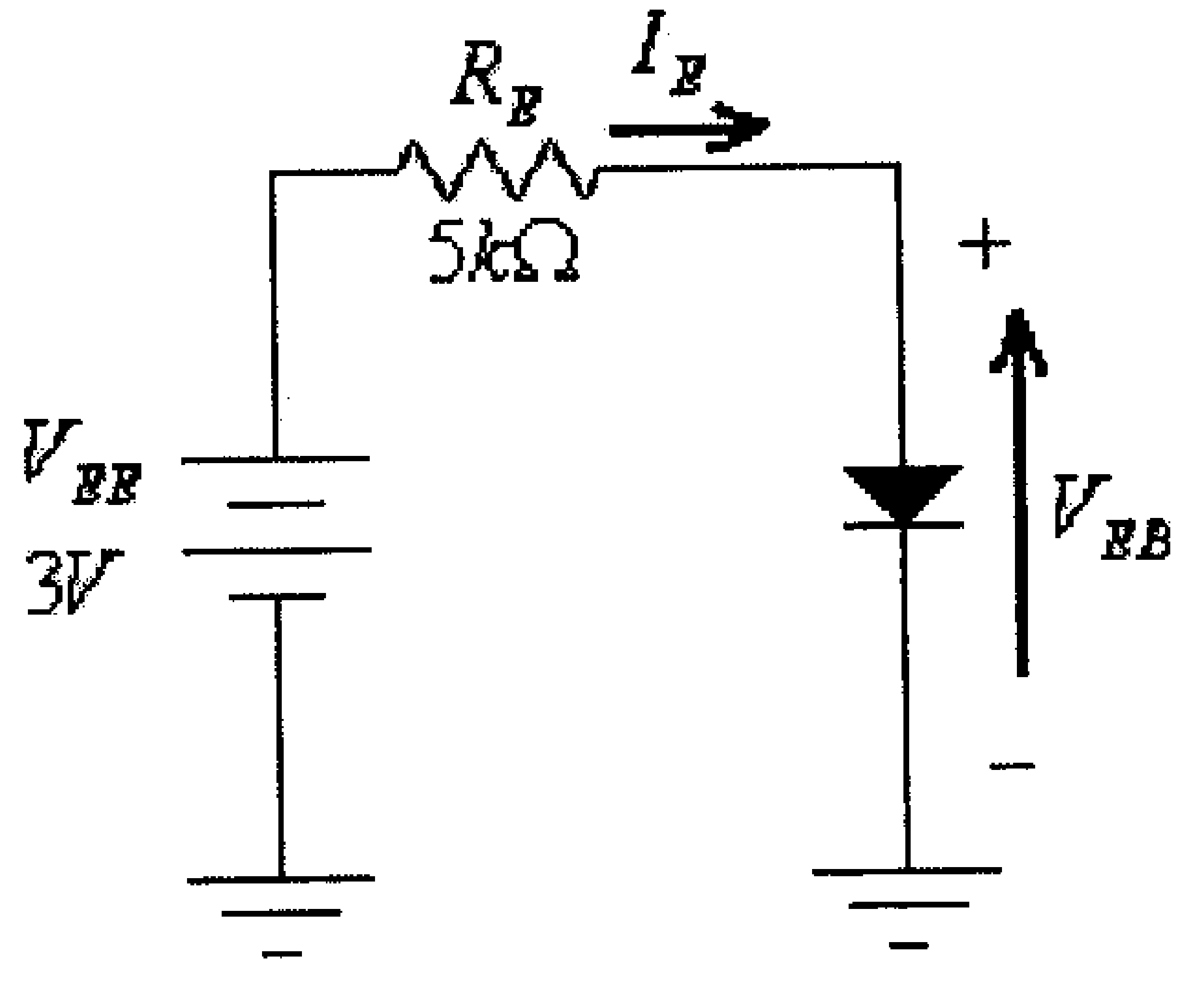
مثال (1): للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\alpha = 0.95$ أوجد مقدار كل من V_{EB}, I_E, I_C, I_B, V_{BC} و V_{CE}.



شكل (12)

الحل:

مدخل الترانزيستور يشكل ديوداً بحالة إنحياز أمامي، لذا فإن الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي:



شكل (13)

في هذه الدائرة:

$$V_{EB} = V_T = 0.7V$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{3 - 0.7}{5000} = 0.00046A = 0.46mA$$

ومن العلاقة:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

نجد:

$$I_C = \alpha . I_E = 0.95(0.46) = 0.437mA$$

ومن كون أن:

$$I_E = I_C + I_B$$

نجد:

$$I_B = I_E - I_C = 0.46 - 0.437 = 0.023mA$$

فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 0.437x10^{-3}(10x10^3) = 4.37V$$

ومن الحلقة المخرجية لهذه الدائرة، فإن:

$$V_{RC} + V_{BC} - V_{CC} = 0$$

ومنها:

$$V_{BC} = V_{CC} - V_{RC} = 12 - 4.37 = 7.63V$$

ومن كون أن مجموع الفولطيات بين أطراف الترانزيستور (مأخوذة بإتجاه واحد) تساوي صفراً، أي أن:

$$V_{BC} + V_{EB} + V_{CE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{CE} = -V_{EB} - V_{BC} = -0.7 - 7.63 = -8.33V$$

ولمّا كانت الفولطية بين نقطتين في الدائر الكهربائية هي فرق الجهد بين تلك النقطتين، فإن:

$$V_{EB} = V_E - V_B$$

ولأن قاعدة الترانزيستور موصولة مع النقطة المرجعية لهذه الدائرة (التي جهدها يساوي صفراً)، ويُطلق عليها عادةً (ground)، فأن:

$$V_{EB} = V_E - V_B = V_E - 0 = V_E$$

أي أن جهد الباعث (V_E) يساوي فرق الجهد (الفولطية) بين الباعث والقاعدة (V_{EB}).

أي أن:

$$V_E = V_{EB} = 0.7V$$

وكذلك:

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0 - V_C = -V_C$$

أي أن:

$$V_C = -V_{BC} = -7.63V$$

ومن الدائرة تستطيع كذلك ملاحظة أن:

$$V_C = -V_{CC} + I_C.R_C = -12 + (0.437x10^{-3})(10x10^3) = -7.63V$$

<u>ملاحظات هامة على دائرة القاعدة المشتركة:</u>

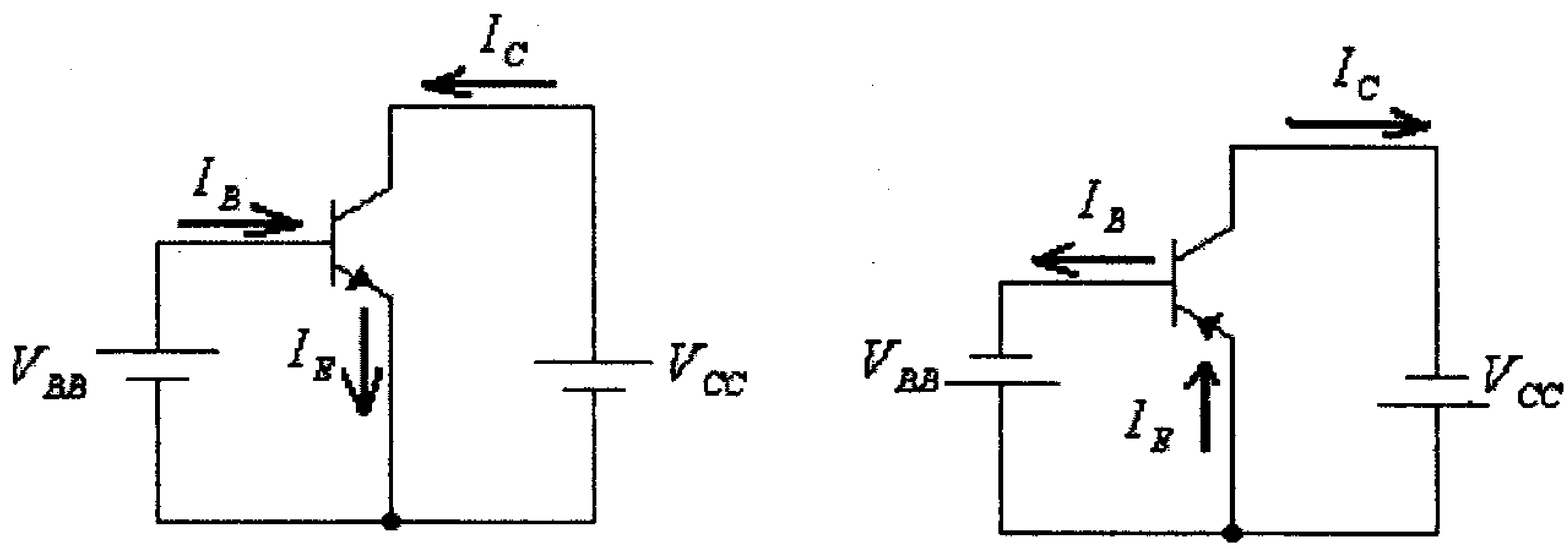
مما سبق شرحه عن عمل هذه الدائرة يمكنك أن تلاحظ ما يلي:

- المقاومة المدخلية (input resistance) لهذه الدائرة قليلة جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز أمامي.
- المقاومة المخرجية (output resistance) لهذه الدائرة عالية جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة أنحياز عكسي.
- لا تقدم هذه الدائرة أي تضخيم للتيار (current amplification) ، بل على العكس من ذلك فإن التيار المخرجي (I_C) أقل من التيار المدخلي (I_E) ، تذكر دائماً أن $\alpha < 1$.

- معامل تضخيم الفولطية (voltage amplification coefficient) يعتمد على قيمة المقاومة المدخلية R_E ومقاومة الحمل R_C وكذلك قيمة المعامل α للترانزيستور.

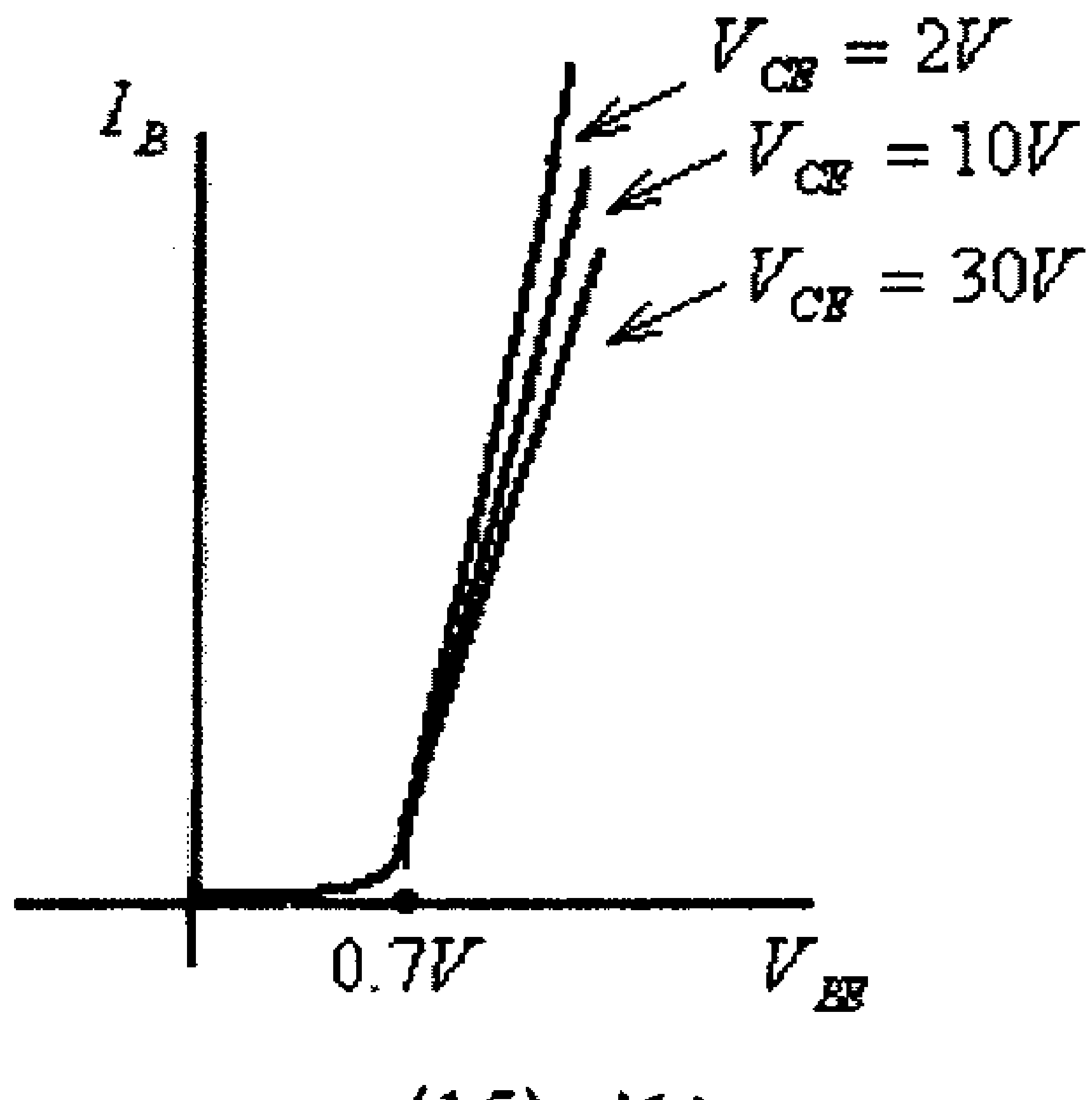
3.6 دائرة الباعث المشترك (Common-emitter Configuration)

هذه الدائرة من أكثر دوائر الترانزيستور إستخداما، وهي مبينة في الشكل (14) التالي لكل من الترانزيستورين من النوعين npn و pnp.



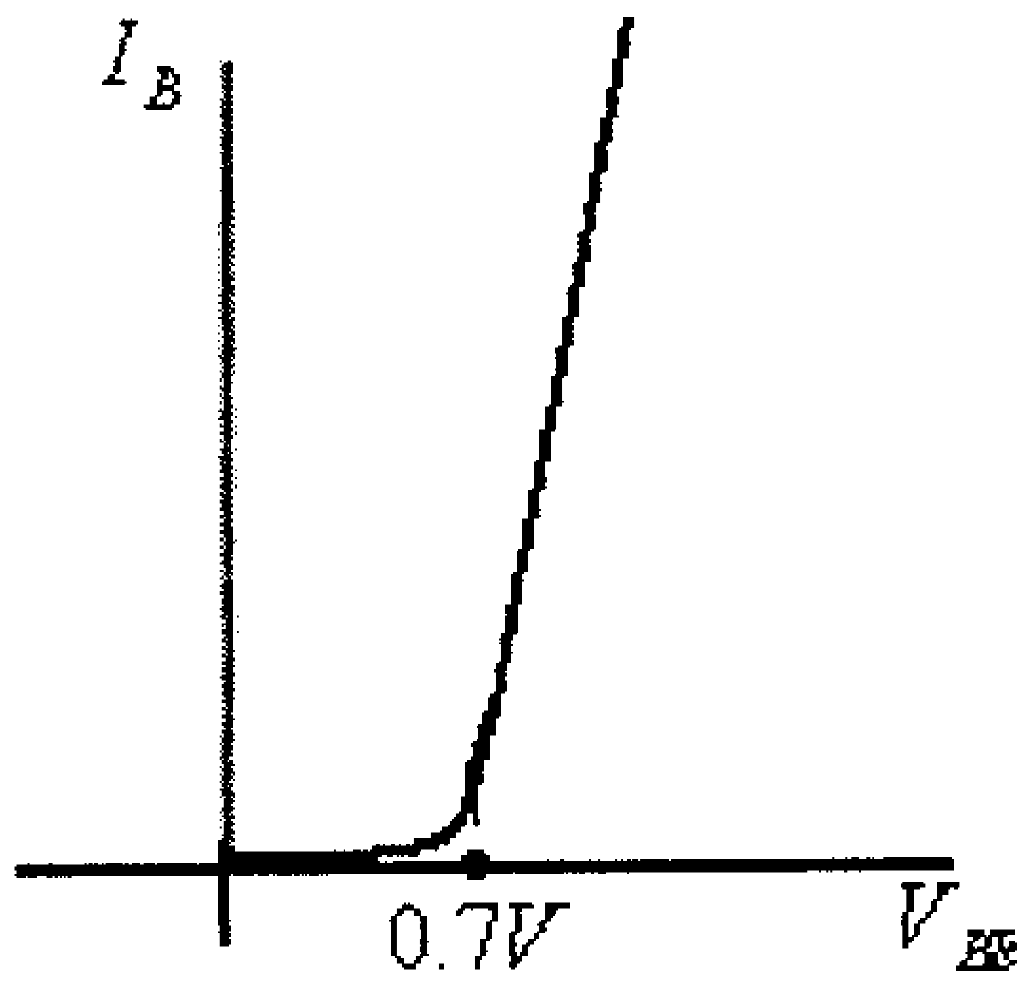
شكل (14)

لاحظ أن مدخل هذه الدائرة، وكما في حالة دائرة القاعدة المشتركة، هو الوصلة بين القاعدة (B) والباعث (E)، لذا فإن خاصية المدخل لهذه الدائرة تشبه خاصية الديود أيضاً، وهي تصف العلاقة بين التيار المدخلي (I_B) والفولطية المدخلية (V_{BE}) عند قيم مختلفة للفولطية V_{CE}.
وهذه الخاصية مبينة في الشكل التالي:



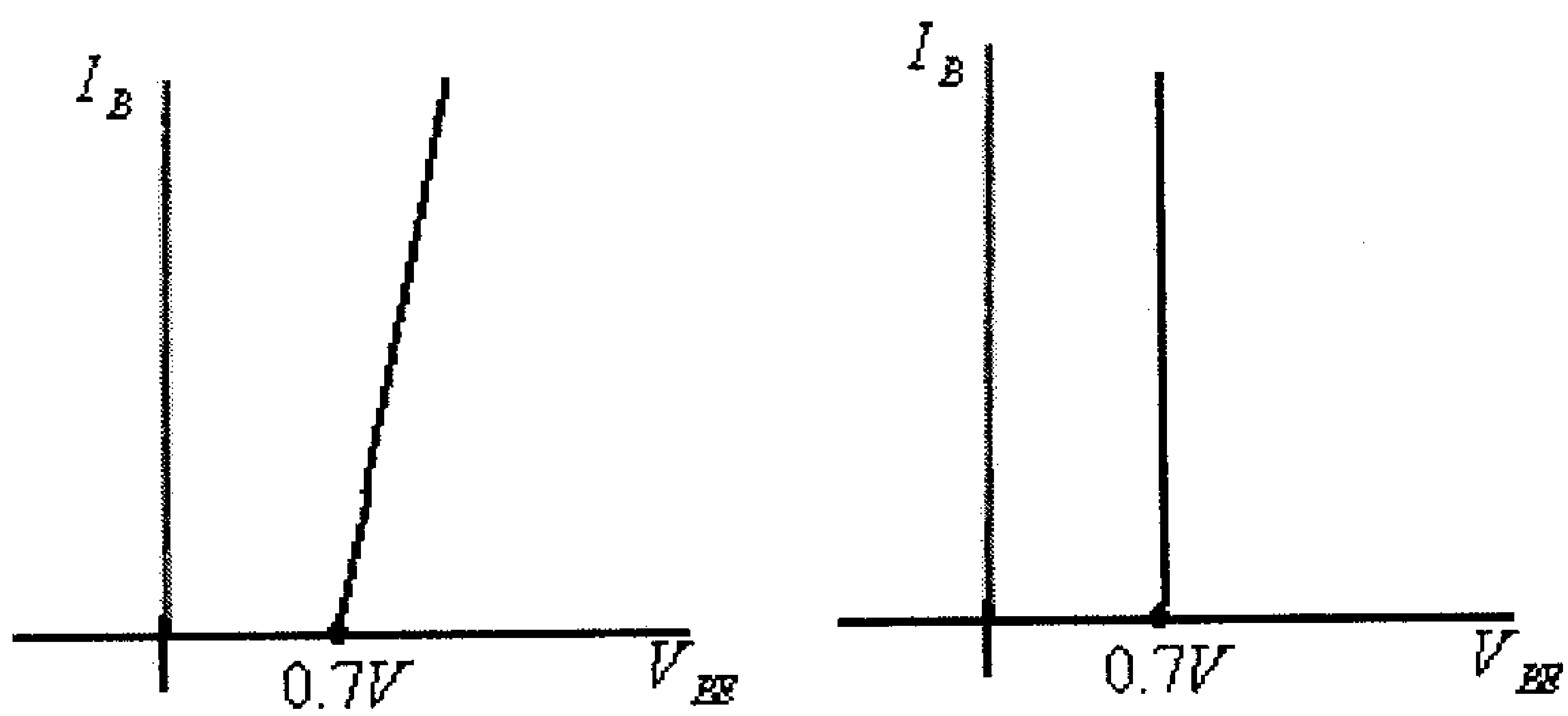
شكل (15)

وبما أن تأثير الفولطية V_{CE} على العلاقة بين التيار I_B والفولطية V_{BE} قليلٌ جداً، لذا يمكن إهمال هذا التأثير لتكون العلاقة بين I_B و V_{BE} كما هو مبين في الشكل التالي، ولكل قيم V_{CE}.



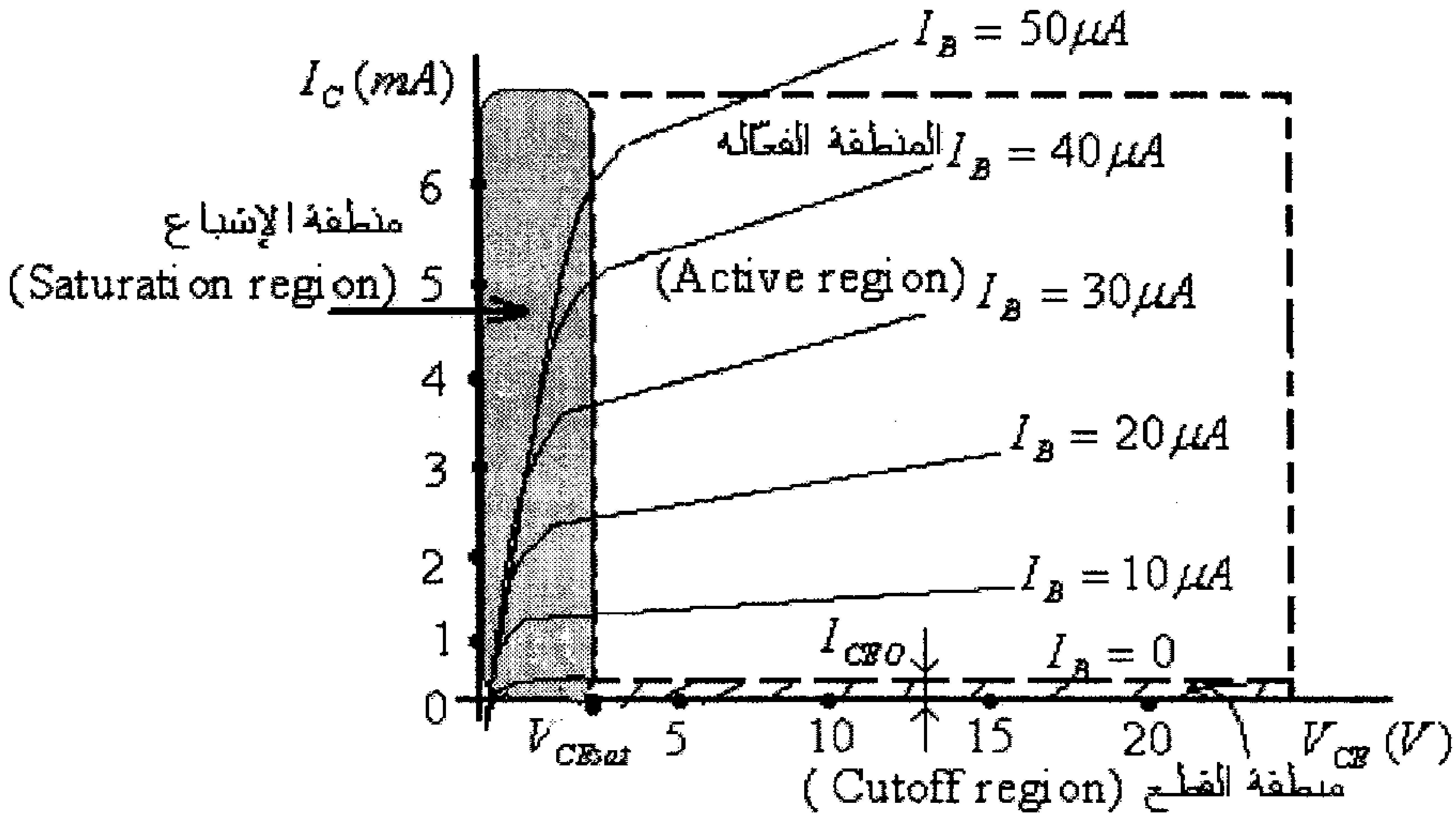
شكل (16)

وكما في حالة دائرة القاعدة المشتركة، وبهدف تبسيط دراسة هذه الدائرة، يمكن إفتراض أن هذه الخاصية خطية أو حتى يمكن إفتراض أن قيمة V_{BE} تبقى ثابتة ولا تتغير بتغير I_B ، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (17)

أما الخاصية المخرجية لهذه الدائرة فهي تصف العلاقة بين تيار المُجمِّع I_C والفولطية بين المُجمِّع والباعث V_{CE}، عند قيم مختلفة لتيار القاعدة I_B، وهذه الخاصية مبينة في الشكل التالي.



شكل (18)

ويمكنك أن تلاحظ من هذا الشكل القيم الصغيرة لتيار القاعدة (I_B) مقارنةً مع تيار المُجمّع (I_C)، كما تلاحظ أنحراف منحنيات تيار المُجمّع (I_C) الى الأعلى عند القيم المختلفة لتيار القاعدة (I_B)، وهذا يشير الى إزدياد تيار المُجمّع (I_C) بإرتفاع الفولطية بين المُجمّع والباعث (V_{CE}).

وكما في حالة دائرة القاعدة المشتركة يمكن تقسيم هذه الخاصية الى ثلاث مناطق هي المنطقة الفعّالة (active region) ومنطقة الإشباع (saturation region) ومنطقة القطع (cutoff region).

في المنطقة الفعّالة تكون الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) في حالة إنحياز أمامي والوصلة بين المُجمّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز عكسي، وهذه المنطقة هي منطقة عمل الترانزيستور في دوائر التضخيم.

في منطقة القطع (cutoff region) تكون كل من الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) والوصلة بين المُجمّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز عكسي، لاحظ كذلك أنه وعندما يكون تيار القاعدة (I_B) مساوياً للصفر فأن تيار

المُجمِّع (I_C) لا يساوي الصفر وأنما يساوي قيمة التيار I_{CEO} وهي أكبر من القيمة I_{CBO} في حالة دائرة القاعدة المشتركة والتي شرحت سابقاً.

وسبب إرتفاع قيمة تيار المُجمِّع عندما يكون تيار القاعدة يساوي صفراً في دائرة الباعث المشترك (التيار I_{CEO})، مقارنةً مع تيار المُجمِّع عندما يكون تيار الباعث يساوي صفراً في دائرة القاعدة المشتركة (التيار I_{CBO})، يمكن تفسيره كما يلي:

عرفت عند شرح دائرة القاعدة المشتركة أن:

$$I_C = \alpha.I_E + I_{CBO}$$

ولكن:

$$I_E = I_C + I_B$$

أي أن:

$$I_C = \alpha.(I_C + I_B) + I_{CBO}$$

ومنها:

$$(1-\alpha).I_C = \alpha.I_B + I_{CBO}$$

أي أن:

$$I_C = \frac{\alpha.I_B}{1-\alpha} + \frac{I_{CBO}}{1-\alpha}$$

وعندما يكون تيار القاعدة يساوي صفراً فإن تيار المُجمِّع يصبح التيار I_{CEO}، أي أن:

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1-\alpha} = \frac{1}{1-\alpha}.I_{CBO}$$

وحيث أن قيمة α قريبة من الواحد، لذا فإن قيمة مقام هذا الكسر قريبة من الصفر، أي أن $\frac{1}{1-\alpha}$ مقدار كبير جداً، وبالتالي فإن:

$$I_{CEO} >> I_{CBO}$$

ومما يجب ذكره، أنه وفي بعض التطبيقات العملية، ولتقليل قيمة تيار المُجمِّع في منطقة القطع لقيم أقل من القيمة I_{CEO} فإنه يتم تطبيق فولطية سالبة (بقيم أقل من $1V$) بين القاعدة والمُجمِّع.

أما في منطقة الإشباع (saturation region) فتكون كل من الوصلة بين القاعدة والباعث (base-emitter junction) والوصلة بين المُجمِّع والقاعدة (collector-base junction) في حالة إنحياز أمامي ، لاحظ في هذه المنطقة أن الفولطية بين المُجمِّع والباعث (V_{CE}) تساوي القيمة V_{CEsat}، والتي قيمتها بحدود $0.3V$ لمعظم الترانزيستورات.

ملاحظة: لرموز التيارات I_{CBO} و I_{CEO} فمن المفيد معرفة أن "CBO" تعني: "C" الحرف الأول من الكلمة الإنجليزية " Common" والتي تعني مشترك، و "B" الحرف الأول من "Base" والتي تعني قاعدة ، و "O" من كلمة "Open " والتي تعني مفتوح ، وبالتالي فإن الرمز I_{CBO} يعني تيار المُجمِّع في دائرة القاعدة المشتركة عندما تكون دائرة الباعث مفتوحة. وبنفس الطريقة فإن الرمز I_{CEO} يعني تيار المُجمِّع في دائرة الباعث المشترك عندما تكون القاعدة مفتوحة.

ولوصف عمل الترانزيستور عندما يكون مربوطاً بدائرة الباعث المشترك يُستخدم المعامل (β) والذي يعكس العلاقة بين تيار المُجمِّع I_C وتيار القاعدة I_B، ففي دوائر التيار الثابت فإن:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$

وحيث أن تيار المُجمِّع I_C يكون كبيراً مقارنة مع تيار القاعدة I_B، فإن:

$$\beta_{dc} >> 1$$

وقد تصل قيمة المعامل β_{dc} الى أعلى من 400.

وفي بعض المراجع يشار الى β_{dc} بالرمز h_{FE}، في هذا الرمز فإن الحرف h هو الحرف الأول من " hybrid parameter" وهو إحدى المعاملات المستخدمة في بعض الدوائر المكافئة للترانزيستور، والحرف F هو الحرف الأول من "forward current amplification" للدلالة على عملية تضخيم التيار، والحرف E للدلالة على شكل الدائرة وهي (common-emitter) أي باعث مشترك.

وفي دوائر التيار المتردد، كثيراً ما يستعمل أيضاً المعامل β_{ac} لوصف العلاقة بين تغير تيار المُجمِّع (ΔI_C) وتغير تيار القاعدة (ΔI_B)، أي أن:

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

وفي بعض المراجع يشار الى β_{ac} أيضاً بالرمز h_{fe}. لاحظ إستخدام الأحرف الإنجليزية الصغيرة (fe) للدلالة على التيار المتردد، بينما إستخدمت الأحرف الإنجليزية الكبيرة للدلالة على التيار الثابت.

ومما يجب ذكره أن قيمة β_{ac} تساوي تقريباً قيمة β_{dc}، أي أن:

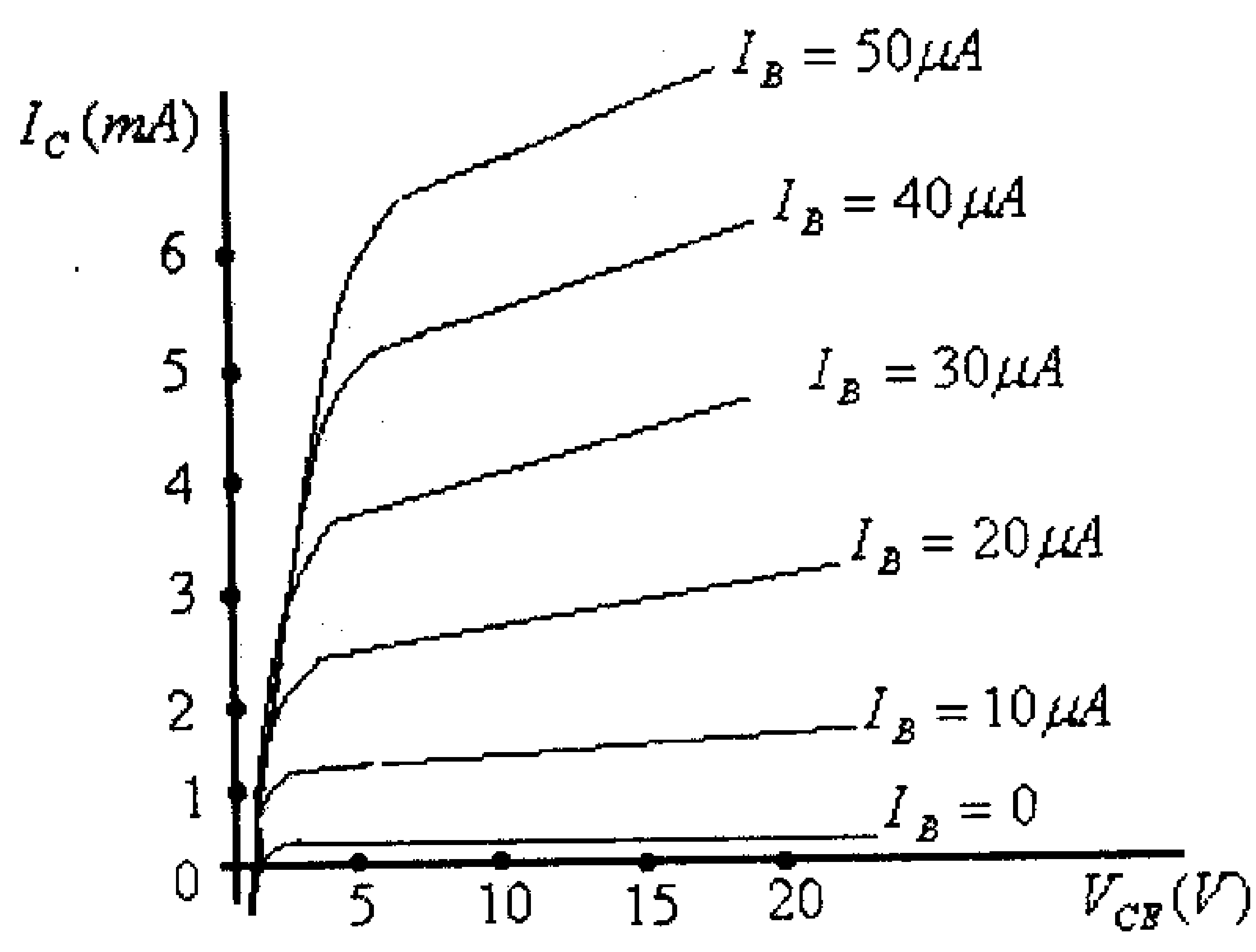
$$\beta_{ac} \approx \beta_{dc}$$

أو:

$$h_{fe} \approx h_{FE}$$

ويمكن تحديد قيمة كل من المعاملين β_{dc} و β_{ac} من منحنيات خاصية الترانزيستور، وذلك كما هو مبين في المثال التالي.

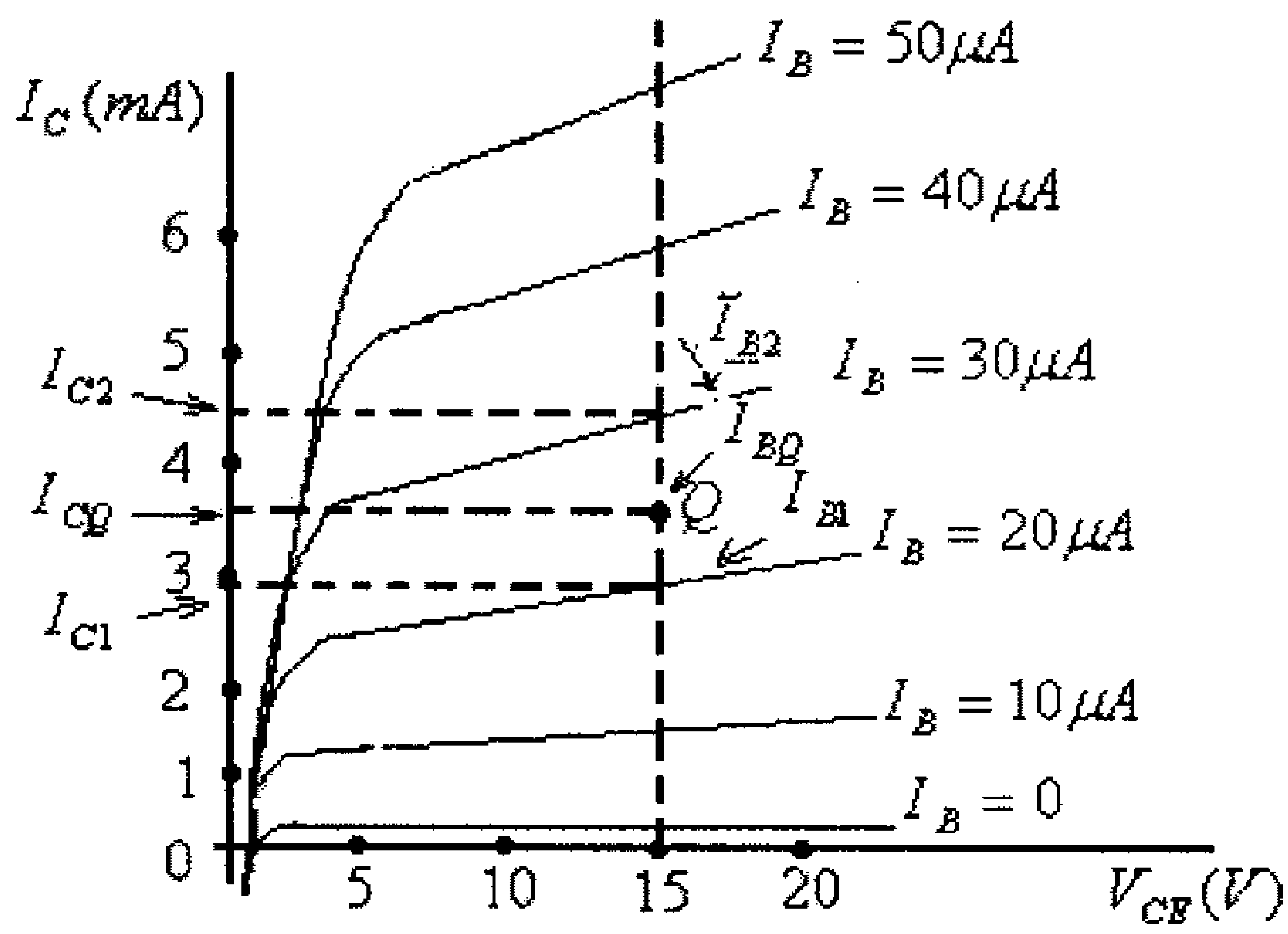
مثال (2): للترانزيستور المبينة خاصيته في الشكل التالي أوجد قيمة كل من β_{dc} و β_{ac} عندما تكون $V_{CE} = 15V$ و $I_B = 25\mu A$



شكل (19)

الحل:

نرسم الخط العمودي عند $V_{CE}=15V$ والخط الأفقي في الوسط بين $I_B=20\mu A$ و $I_B=30\mu A$ ، ونحدد النقطة Q (نقطة العمل المطلوب تحديد قيمة β_{ac} و β_{dc} عندها)، وذلك كما في الشكل التالي.



شكل (20)

من هذا الشكل:

$$\beta_{dc}=\frac{I_{CQ}}{I_{BQ}}=\frac{3.5x10^{-3}}{25x10^{-6}}=140$$

وكذلك:

$$\beta_{ac}=\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}=\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{B2}-I_{B1}}=\frac{4.4x10^{-3}-2.95x10^{-3}}{30x10^{-6}-20x10^{-6}}=145$$

لاحظ القيم المتقاربة لكل من β_{ac} و β_{dc}.

العلاقة بين المعاملين α و β للترانزيستور

عرفت، وعند شرح مبدأ عمل الترانزيستور أن تيار الباعث (I_E) يساوي مجموع تياري المُجمّع (I_C) والقاعدة (I_B)، أي أن:

$I_E=I_C+I_B$ ....(1)

وعرفت، وعند شرح دائرة القاعدة المشتركة أن المعامل α يُعرف بأنه النسبة بين تيار المُجمِّع (I_C) وتيار الباعث (I_E)، أي أن:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

ومنها:

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

وعرفت كذلك، عند شرح دائرة الباعث المشترك، أن المعامل β يُعرف بأنه النسبة بين تيار المُجمِّع (I_C) وتيار القاعدة (I_B)، أي أن:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

ومنها:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(3)$$

وبتعويض قيمة كل من I_E (من المعادلة 2) و I_B (من المعادلة 3) في المعادلة (1)، نجد أن:

$$\frac{I_C}{\alpha} = I_C + \frac{I_C}{\beta}$$

وبقسمة طرفي هذه المعادلة على I_C، نجد أن:

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta}$$

ومنها:

$$\frac{1}{\alpha} = \frac{\beta + 1}{\beta}$$

أي أن:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(4)$$

وبالضرب التبادلي لهذه المعادلة، نجد أن:

$$\alpha.(\beta + 1) = \beta$$

أي أن:

$$\alpha.\beta + \alpha = \beta$$

أو:

$$\beta.(1-\alpha)=\alpha$$

ومنها:

$$\beta=\frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(5)$$

وبالعودة الى المعادلة رقم (1)، أعلاه، وهي:

$$I_E=I_C+I_B$$

ولكن:

$$I_C=\beta.I_B$$

لذا يكون:

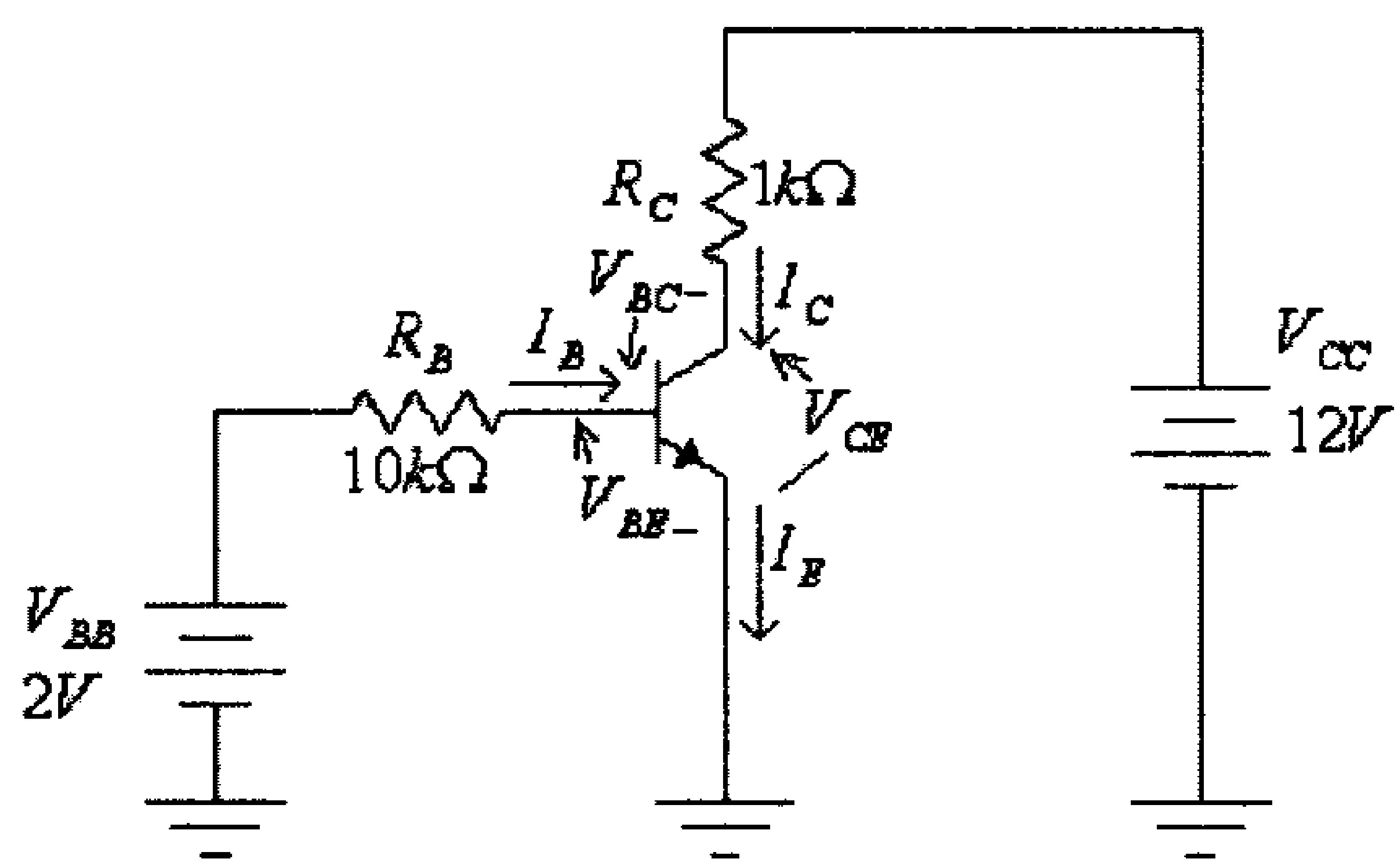
$$I_E=\beta.I_B+I_B=(\beta+1).I_B$$

مثال (3): إذا علمت أن المعامل α لترانزيستور يساوي 0.99، أوجد قيمة المعامل β لهذا الترانزيستور.

الحل:

$$\beta=\frac{\alpha}{1-\alpha}=\frac{0.99}{1-0.99}=99$$

مثال (4): للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\beta=50$، أوجد مقدار كل من I_B، I_C، I_E، V_{CE} و V_{BC}، أوجد كذلك قيمة المعامل α لهذا الترانزيستور.



شكل (21)

الحل:

مدخل الترانزيستور يشكل ديوداً بحالة إنحياز أمامي، لذا فإن :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{2 - 0.7}{10000} = 0.00013A = 0.13mA$$

و:

$$I_C = \beta . I_B = 50(0.13) = 6.5mA$$

ومن العلاقة:

$$I_E = I_C + I_B$$

نجد:

$$I_E = 0.13 + 6.5 = 6.63mA$$

لاحظ أن:

$$I_C \approx I_E$$

فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 6.5x10^{-3}(1x10^3) = 6.5V$$

ومن الحلقة المخرجية لهذه الدائرة، فإن:

$$V_{CE} + V_{RC} - V_{CC} = 0$$

ومنها:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RC} = 12 - 6.5 = 5.5V$$

ومن كون أن مجموع الفولطيات بين أطراف الترانزيستور (مأخوذة بإتجاه واحد) تساوي صفراً، أي أن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -5.5 + 0.7 = -4.8V$$

ومن الصيغة:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

نجد:

$$\alpha = \frac{50}{50+1} = 0.98$$

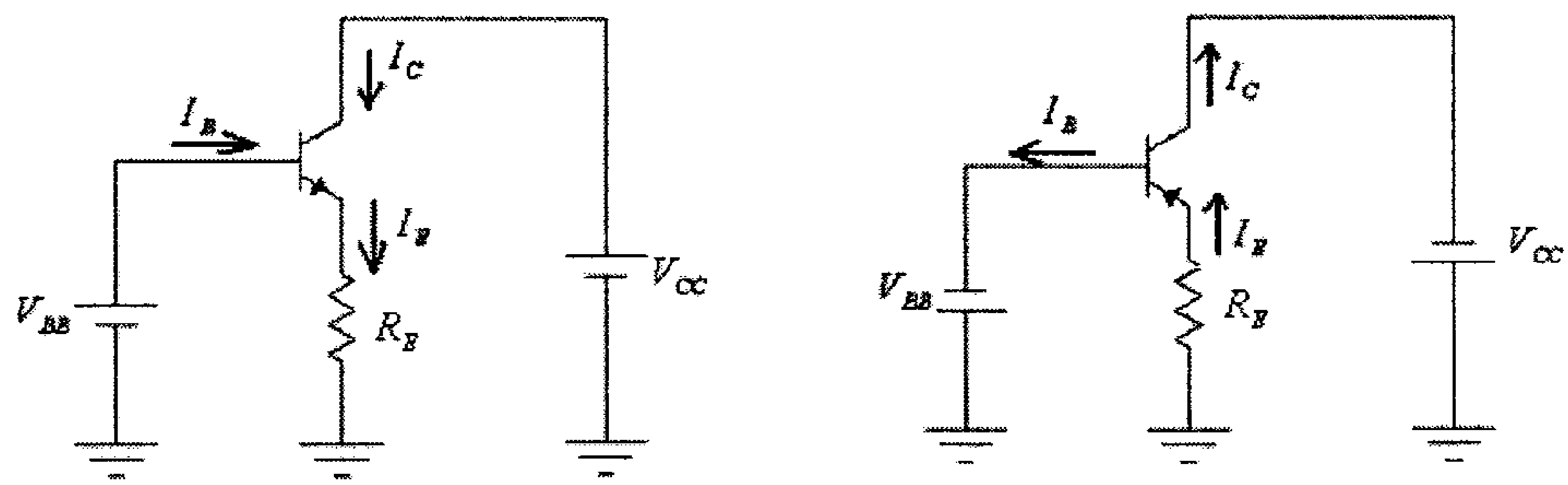
ملاحظات هامة علي دائرة الباعث المشترك:

مما سبق شرحة عن عمل هذه الدائرة يمكنك أن تلاحظ ما يلي:

- المقاومة المدخلية (input resistance) لهذه الدائرة قليلة جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة إنحياز أمامي.
- المقاومة المخرجية (output resistance) لهذه الدائرة عالية جداً لأنها تكافيء ديوداً بحالة أنحياز عكسي.
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل β للترانزيستور.
- معامل تضخيم الفولطية (voltage amplification coefficient) لهذه الدائرة يعتمد عل قيمة المقاومة المدخلية R_B ومقاومة الحمل R_C وكذلك قيمة المعامل β للترانزيستور.

3.7 دائرة المُجمّع المشترك (Common-collector Configuration)

في هذه الدائرة يكون المُجمّع هو الطرف المشترك بين المدخل والمخرج وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



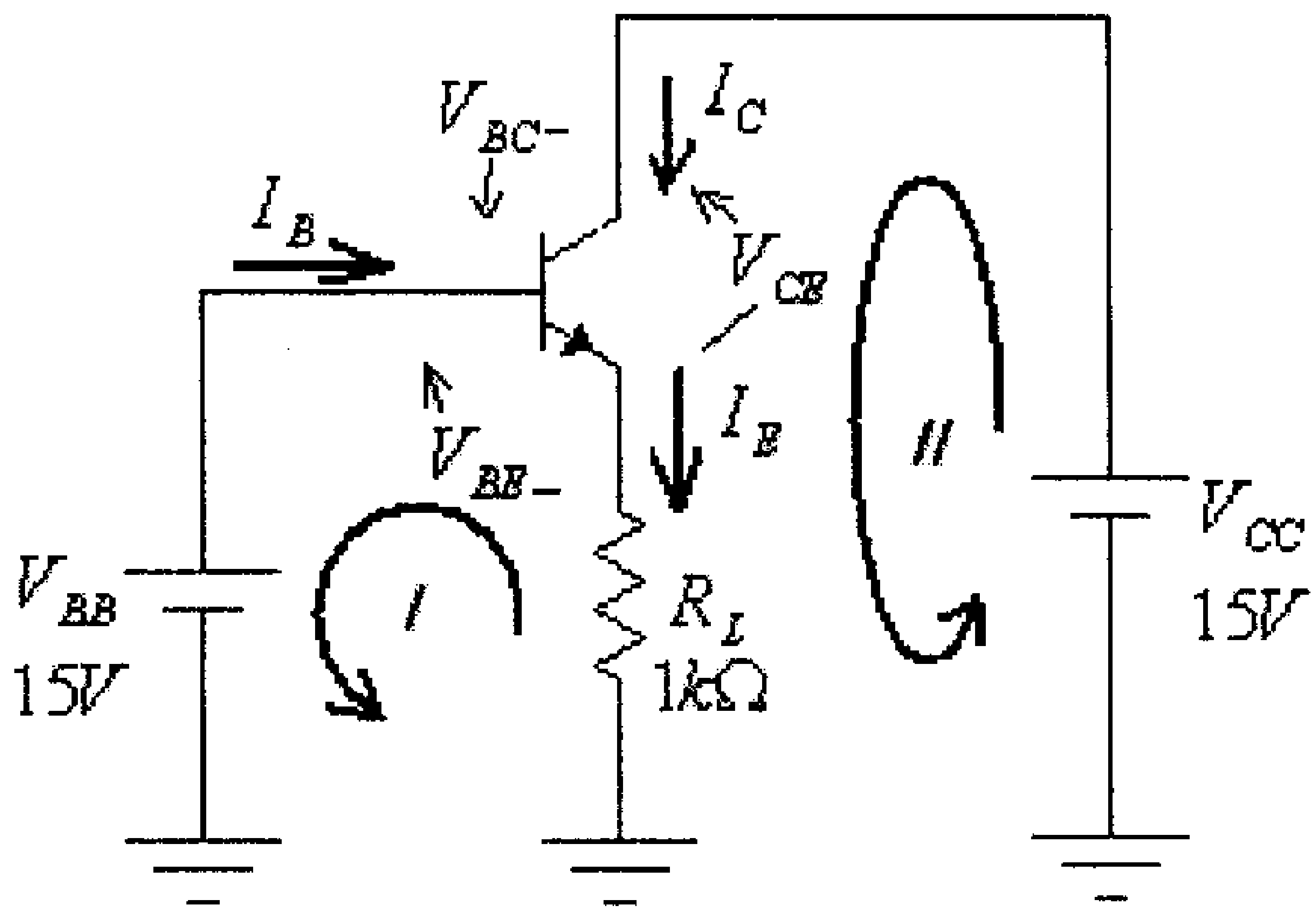
شكل (22)

لاحظ أن التيار المدخلي هو تيار القاعدة I_B والفولطية المدخلية هي الفولطية بين القاعدة (B) والمُجمِّع (C)، أي الفولطية V_{BC}، والتيار المخرجي هو تيار الباعث I_E والفولطية المخرجية هي الفولطية بين الباعث (E) والمُجمِّع (C)، أي الفولطية V_{EC}.

وما يميز هذه الدائرة عن الدائرتين السابقتين هو إرتفاع قيمة ممانعتها المدخلية وإنخفاض قيمة ممانعتها المخرجية.

والخاصية المخرجية لهذه الدائرة تبين العلاقة بين تيار الباعث I_E والفولطية بين الباعث والمُجمِّع V_{EC} لقيم مختلفة لتيار القاعدة I_B وهي شبيهة للخاصية المخرجية لدائرة الباعث المشترك والمبينة في الشكل (18)، وذلك لأن قيمة تياري الباعث I_E والمُجمِّع I_C متقاربتين.

مثال (5): للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\beta = 50$، أوجد مقدار كل من I_E, I_B, I_C, V_{CE} و V_{BC}.



شكل (23)

الحل:

للحلقة المدخلية في هذه الدائرة:

$$V_{RL} + V_{BE} - V_{BB} = 0$$

ومنها:

$$V_{RL} = V_{BB} - V_{BE} = 15 - 0.7 = 14.3V$$

وكذلك:

$$I_E = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{14.3}{1000} = 0.0143A = 14.3mA$$

و:

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{14.3x10^{-3}}{51} = 0.00028A = 0.28mA$$

و:

$$I_C = I_E - I_B = 14.3 - 0.28 = 14.02mA$$

ومن الحلقة المخرجية للدائرة:

$$V_{CC} - V_{CE} - V_{RL} = 0$$

ومنها:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RL} = 15 - 14.3 = 0.7V$$

ومن كون أن مجموع فولطيات الترانزيستور مأخوذة بإتجاه واحد يساوي صفراً، نجد:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

ومنها:

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0.7 - 0.7 = 0V$$

لاحظ أن التيار المدخلي لهذه الدائرة وهو تيار القاعدة (I_B) وهو قليل جداً. والمقاومة المدخلية هي:

$$R_{in} = \frac{Vin}{Iin} = \frac{V_{BB}}{I_B} = \frac{15}{0.28x10^{-3}} = 53.6x10^3\Omega = 53.6k\Omega$$

وهي تساوي، تقريبا، القيمة $(\beta + 1).R_L$ ، أي أن مقاومة الحمل كما يراها المصدر عالية جداً.

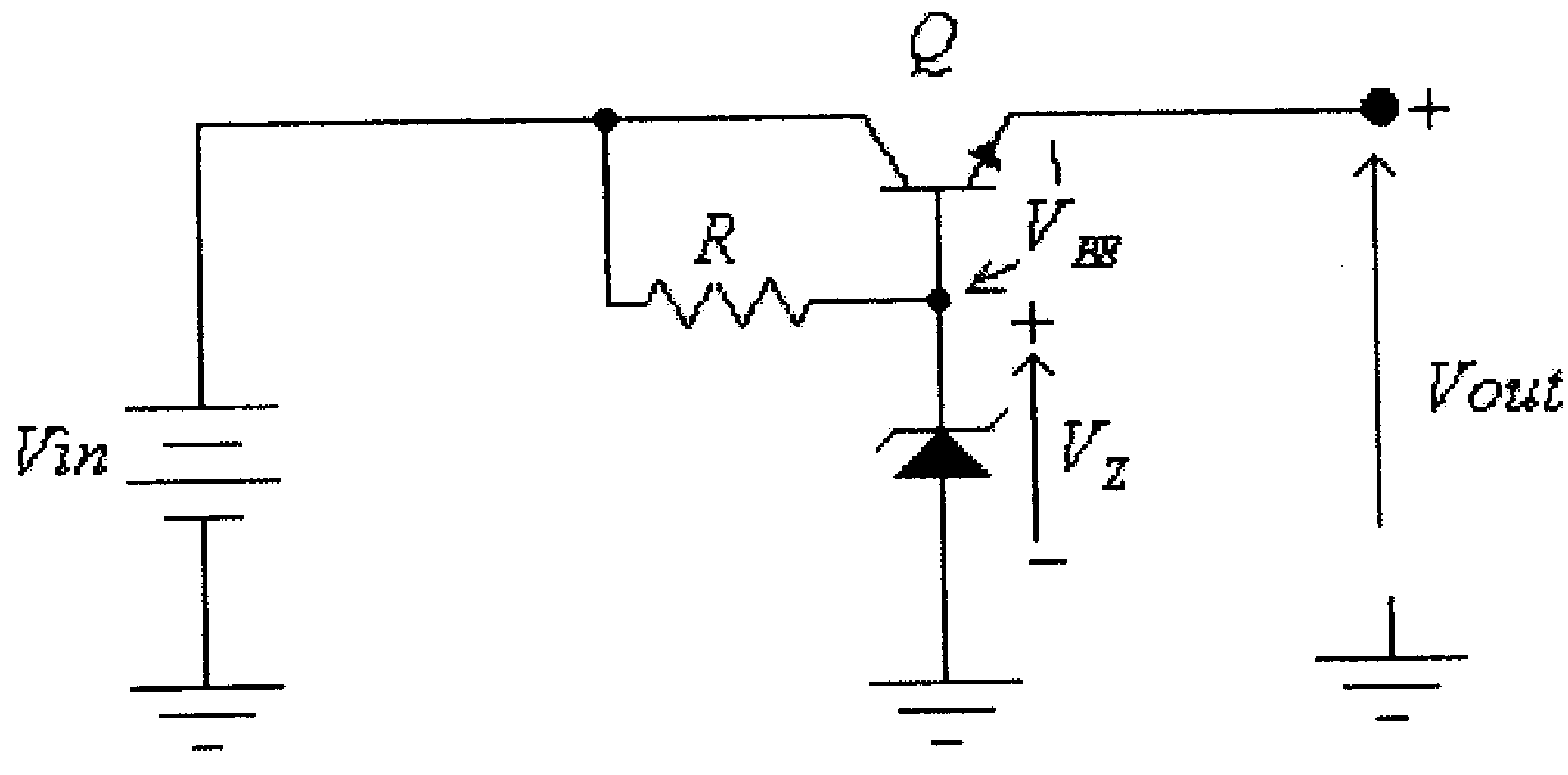
ملاحظات هامة على دائرة المُجمِّع المشترك:

مما سبق شرحة عن عمل هذه الدائرة يمكنك أن تلاحظ ما يلي:

- المقاومة المدخلية (input resistance) لهذه الدائرة عالية جداً، ومن المثال المحلول يمكن أن تلاحظ أن مقاومة الحمل (R_L) والموصولة مع الباعث تكافي مقاومة مقدارها $(\beta+1).R_L$ موصولة مع القاعدة.
- المقاومة المخرجية (output resistance) لهذه الدائرة صغيرة .
- معامل تضخيم التيار لهذه الدائرة كبير، وهو يساوي قيمة المعامل β للترانزيستور.
- معامل تضخيم الفولطية (voltage amplification coefficient) لهذه الدائرة يساوي واحد (أي أن هذه الدائرة لا تعطينا أي تضخيم للفولطية).

ولما كانت فولطيتا المدخل والحمل في هذه الدائرة متساويتين لذا كثيراً ما تسمى هذه الدائرة (emitter-follower)، أي تابع الباعث.

من التطبيقات الهامة لدائرة المُجمِّع المشترك (common-collector)، دائرة منظم الجهد المبينة أدناه:



شكل (24)

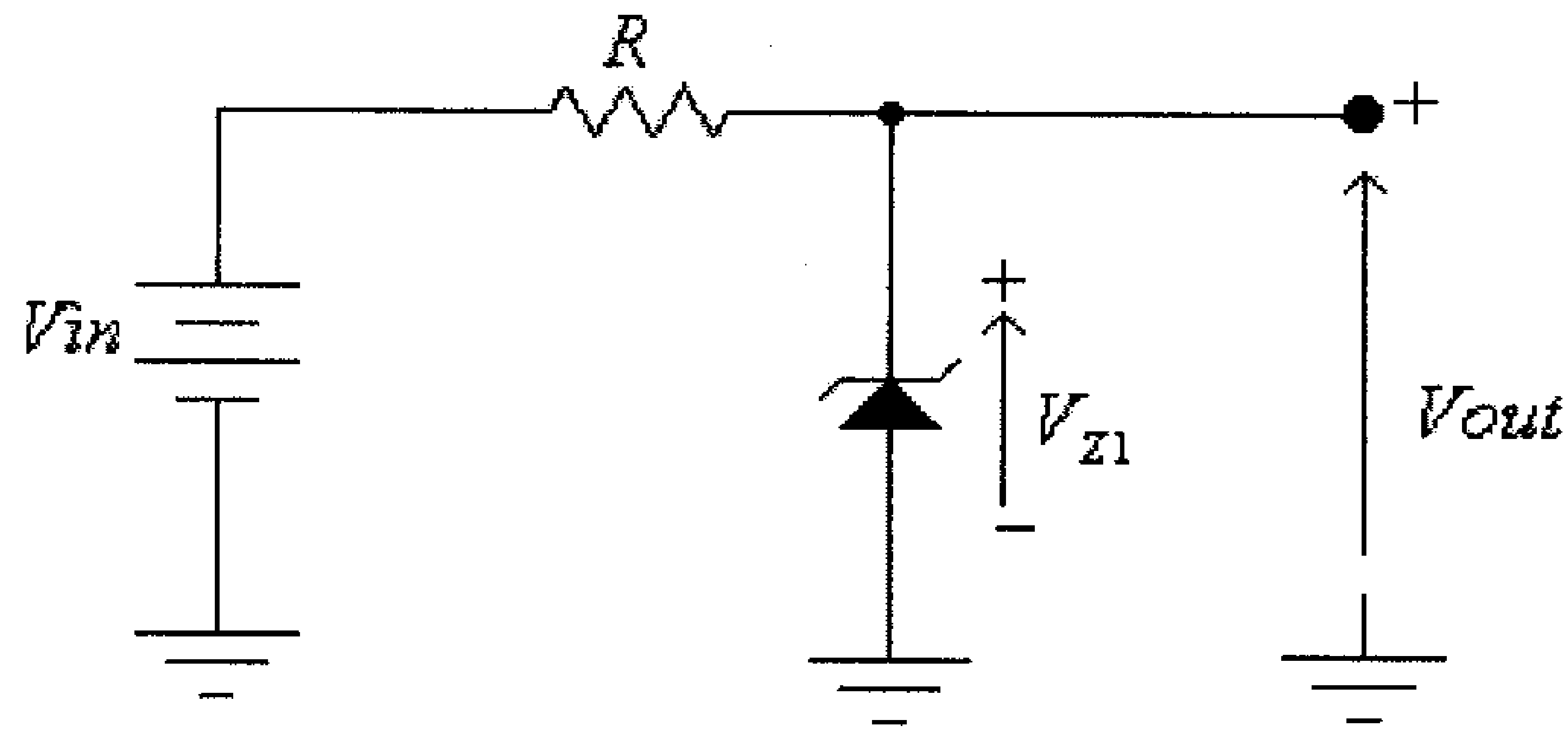
لاحظ أن مخرج هذه الدائرة هو الباعث (E) ومدخلها هو القاعدة (B) وذلك لأن الحمل موصول مع باعث الترانزيستور وفولطية المدخل (V_Z) موصولة مع قاعدة الترانزيستور.

في هذه الدائرة:

$Vout = V_Z - V_{BE}$

ولما كانت قيمة كل من V_Z و V_{BE} ثابتة ولا تتغير بتغير الفولطية المدخلية Vin أو تيار الحمل، فأن قيمة $Vout$ تبقى ثابتة، أي أن هذه الدائرة تعمل كمنظم للفولطية المخرجية $Vout$.

لاحظ كذلك أن هذه الدائرة تكافيء بعملها دائرة منظم الجهد المكون من مقاومة وثنائي الزنر، والتي تم شرحها في الوحدة الثانية من هذا الكتاب، والمبينة في الشكل التالي.



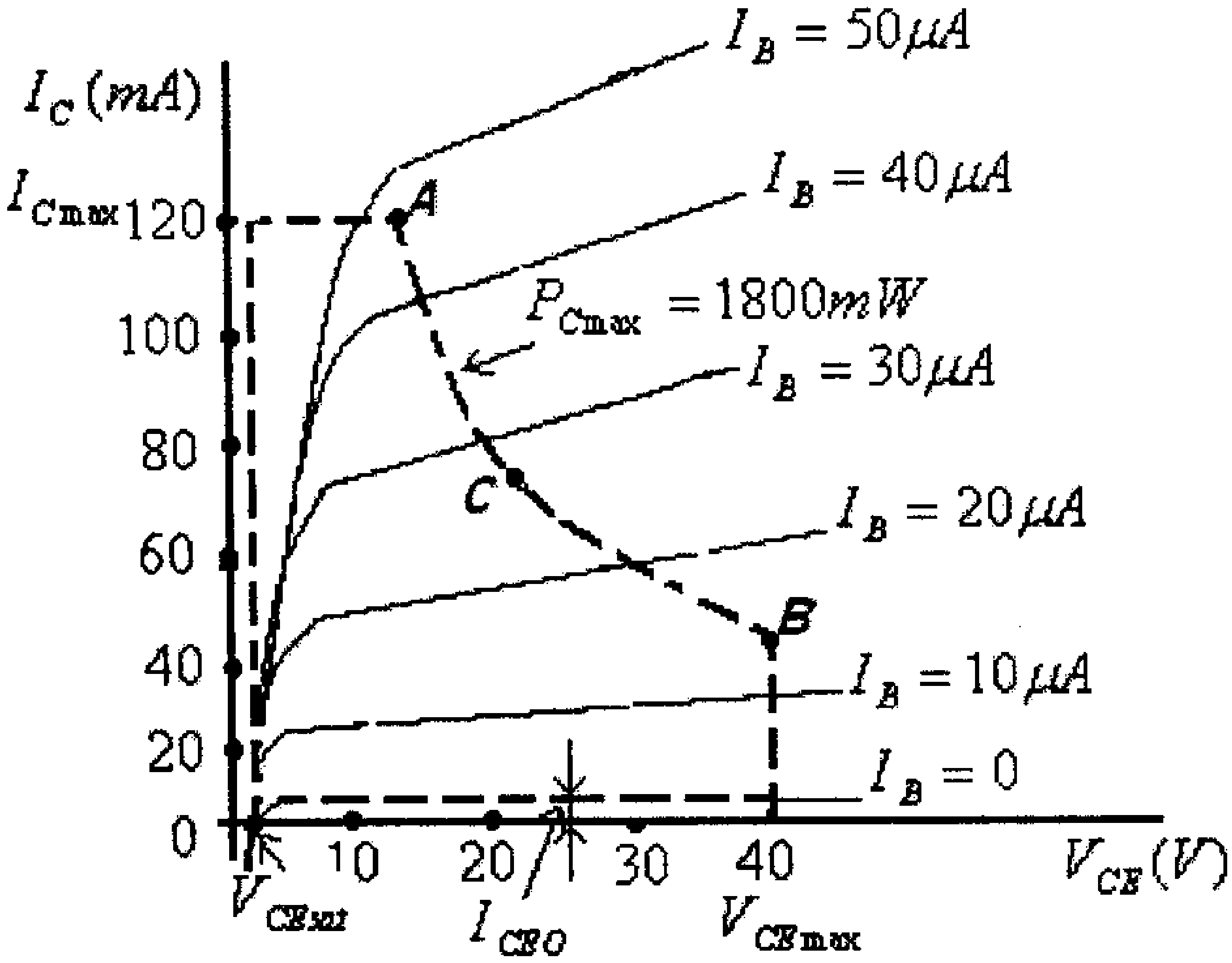
شكل (25)

لاحظ أن قيمة فولطية ثنائي الزنر V_{Z1} في الدائرة المبينة في الشكل (25) يجب أن تكون أقل من فولطية ثنائي الزنر V_Z في الدائرة المبينة في الشكل (24) بمقدار $0.7V$

وما يميز دائرة منظم الجهد التي يستخدم فيها الترانزيستور الموصول بدائرة المُجمِّع المشترك كما في الشكل (24) عن تلك التي تستخدم ثنائي الزنر لوحده (الشكل 25) أن قدرة ثنائي الزنر اللازم للدائرة الأولى أقل من تلك اللازمة للدائرة الثانية. ولما كانت ثنائيات الزنر بقدرات عالية نسبياً مرتفعة الثمن أوقد يصعب الحصول عليها، فإن الدائرة التي يستخدم فيها الترانزيستور (الدائرة في الشكل 24) أكثر أستخداماً وخاصة عند الأحمال الكبيره نسبياً.

3.8 حدود عمل الترانزيستور

ويقصد بها القيم القصوى (العظمى والصغرى) لتيارات الترانزيستور والفولطيات بين أطرافه والقدرة المبددة فيه والتي يستطيع الترانزيستور العمل ضمنها دون أن ينهار أو يحدث تشويه (distortion) للإشارة المدخلية . والشكل التالي يبين مثالاً لتلك الحدود.



شكل (26)

وبعض المراجع تشير الى هذه المنطقة المحصورة بين القيم القصوى لحدود عمل الترانزيستور بإسم " safe operating area" أي منطقة العمل الآمِن. ويمكن تحديد هذه المنطقة كالتالي:

- العمود الأيسر يحدد فرق الجهد الأدنى بين المُجمِّع والباعث (V_{CEsat}) المسموح به حتى لا يحدث تشوية (distortion) في الإشارة المخرجية عندما يعمل الترانزيستور في دائرة مضخم.

- العمود الأيمن يحدد فرق الجهد الأعلى بين المُجمِّع والباعث ($V_{CE\max}$) المسموح به حتى لا ينهار الترانزيستور.

- الخط الأفقي الأسفل يحدد قيمة تيار المُجمِّع الدنيا (I_{CEO})المسموح به حتى لا يحدث تشوية (distortion) في الإشارة المخرجية عندما يعمل الترانزيستور في دائرة مضخم.

- الخط الأفقي الأعلى يحدد القيمة العظمى لتيار المُجمِّع ($I_{C\max}$)المسموح به حتى لا ينهار الترانزيستور.

- منحنى القدرة المبددة العظمى ($P_{C\max}$) وهو يحدد القيمة العظمى للقدرة المبددة في الترانزيستور والتي تضيع على شكل حرارة في المنطقة المحيطة بالترانزيستور. ولرسم هذا المنحنى يجب معرفة النقاط A و B و C على الأقل ، ويتم تحديد هذه النقاط كالتالي:

- النقطة A وهي النقطة على الخط الأفقي للتيار $I_{C\max}$ ويتم تحديدها بمعرفة إحداثيها الأفقي من معرفة أن:

$$P_C = V_{CE}.I_C$$

ومنها:

$$P_{C\max} = V_{CEA}.I_{C\max}$$

$$V_{CEA} = \frac{P_{C\max}}{I_{C\max}}$$

- النقطة B وهي النقطة على العمود $V_{CE\max}$ ويتم تحديدها بمعرفة إحداثيها العمودي من معرفة أن:

$$P_{C\max} = V_{CE\max}.I_{CB}$$

ومنها:

$$I_{CB} = \frac{P_{C\max}}{V_{CE\max}}$$

- النقطة C يتم تحديدها بأخذ قيمة معينة لــ V_{CE} ولتكن مثلاً القيمة V_{CEC} ثم تحديد قيمة التيار I_C لها من العلاقة:

$$I_{CC} = \frac{P_{C\max}}{V_{CEC}}$$

فللترانزيستور المبينة خاصيته في الشكل السابق، فإن:

$$I_{C\max} = 120mA$$
$$V_{CE\max} = 40V$$
$$V_{CEsat} = 0.3V$$
$$P_{C\max} = 1800mW$$

- عند النقطة A ، فإن:

$$V_{CEA} = \frac{P_{C\max}}{I_{C\max}} = \frac{1800}{120} = 15V$$

أي أن إحداثيات النقطة A هي:

$$V_{CEA} = 15V$$
$$I_{CA} = 120mA$$

- عند النقطة B ، فإن:

$$I_{CB} = \frac{P_{C\max}}{V_{CE\max}} = \frac{1800}{40} = 45mA$$

أي أن إحداثيات النقطة B هي:

$$V_{CEB} = 40V$$
$$I_{CB} = 45mA$$

- النقطة C، عند $V_{CEC} = 25V$ مثلاً، نجد:

$$I_{CC} = \frac{P_{C\max}}{V_{CEC}} = \frac{1800}{25} = 72mA$$

أي أن إحداثيات النقطة C هي:

$$V_{CEC} = 25V$$
$$I_{CC} = 72mA$$

3.9 أمثلة محلولة

مثال (1): إذا كانت القيم التالية تمثل التيارات الثلاثة للترانزيستور $I_1 = 100mA$، $I_2 = 99mA$ و $I_3 = 1mA$.

أ) أي من هذه التيارات هو تيار الباعث I_E ، وأي منها هو تيار المُجمِّع I_C، وأي منها هو تيار القاعدة I_B.

ب) أوجد مقدار كل من المعاملين α و β لهذا الترانزيستور

الحل:

أ) التيار الأعلى قيمة هو تيار الباعث، أي أن:

$$I_E = I_1 = 100mA$$

التيار الأقل قيمة هو تيار القاعدة، أي أن:

$$I_B = I_3 = 1mA$$

وتيار المُجمِّع هو:

$$I_C = I_2 = 99mA$$

لاحظ أن:

$$I_E = I_C + I_B$$

ب) :

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{99}{100} = 0.99$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{99}{1} = 99$$

مثال (2): إذا علمت أن قيمة تيار القاعدة I_B لترانزيستور تساوي $1mA$ وأن قيمة المعامل α لهذا الترانزيستور تساوي 0.98 ، أوجد قيم باقي تيارات الترانزيستور.

الحل:

نحدد قيمة المعامل β

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.98}{1-0.98} = 49$$

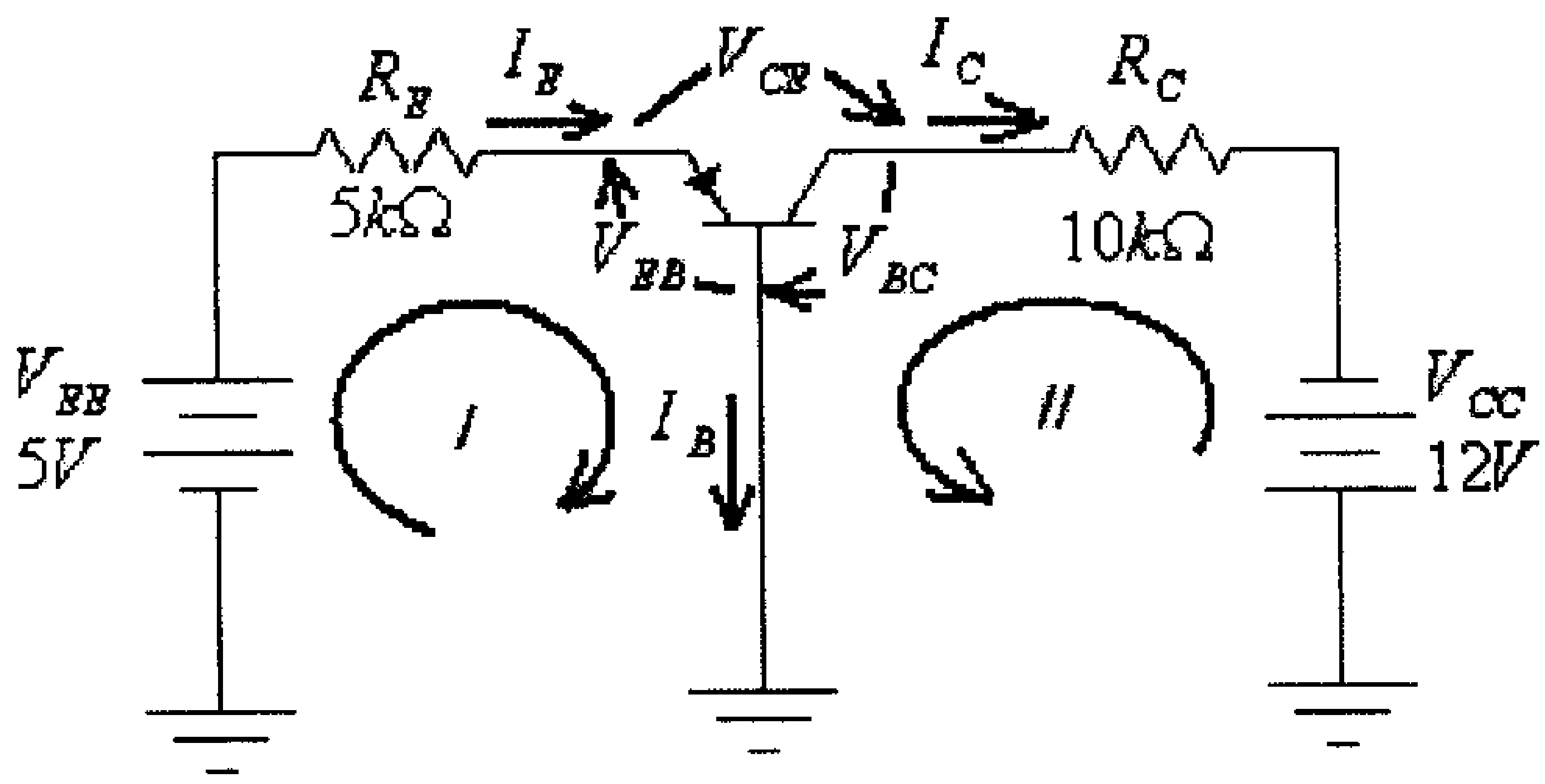
تيار المُجمِّع هو:

$$I_C = \beta . I_B = 49.(1) = 49mA$$

تيار الباعث هو:

$$I_E = I_C + I_B = 49 + 1 = 50mA$$

مثال (3): للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\alpha = 0.95$ أوجد مقدار كل من V_{EB}, I_E, I_C, I_B, V_{BC} و V_{CE}.



شكل (27)

في هذه الدائرة:

$$V_{EB} = 0.7V$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{5 - 0.7}{5000} = 0.00086A = 0.86mA$$

ومن العلاقة:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

نجد:

$$I_C = \alpha . I_E = 0.95(0.86) = 0.817mA$$

ومن كون أن:

$$I_E = I_C + I_B$$

نجد:

$$I_B = I_E - I_C = 0.86 - 0.817 = 0.043mA$$

فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 0.817x10^{-3}(10x10^{3}) = 8.17V$$

ومن الحلقة المخرجية لهذه الدائرة، فإن:

$$V_{RC} + V_{BC} - V_{CC} = 0$$

ومنها:

$$V_{BC} = V_{CC} - V_{RC} = 12 - 8.17 = 3.83V$$

ومن كون أن مجموع الفولطيات بين أطراف الترانزيستور (مأخوذة بإتجاه واحد) تساوي صفراً، أي أن:

$$V_{BC} + V_{EB} + V_{CE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{CE} = -V_{EB} - V_{BC} = -0.7 - 3.83 = -4.53V$$

مثال (4): أعد حل المثال السابق عندما تكون $V_{EE} = 10V$

في هذه الحالة:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{10 - 0.7}{5000} = 0.00186A = 1.86mA$$

ومن العلاقة:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

نجد:

$$I_C = \alpha . I_E = 0.95(1.86) = 1.767mA$$

وفرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 1.767x10^{-3}(10x10^3) = 17.67V$$

وهذا غير معقول، لأن الحد الأقصى الذي يمكن أن تصله قيمة الفولطية بين طرفي المقاومة R_C هو قيمة V_{CC}، أي $12V$ وذلك عندما يكون الترانزيستور في حالة إشباع.

مما سبق أعلاه، يستنتج أن الترانزيستور في حالة إشباع ، أي أن:

$$V_{BC} \approx 0V$$

$$V_{RC} = 12V$$

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{12}{10000} = 0.0012A = 1.2mA$$

وكذلك:

$$I_B = I_E - I_C = 1.86 - 1.2 = 0.66mA$$

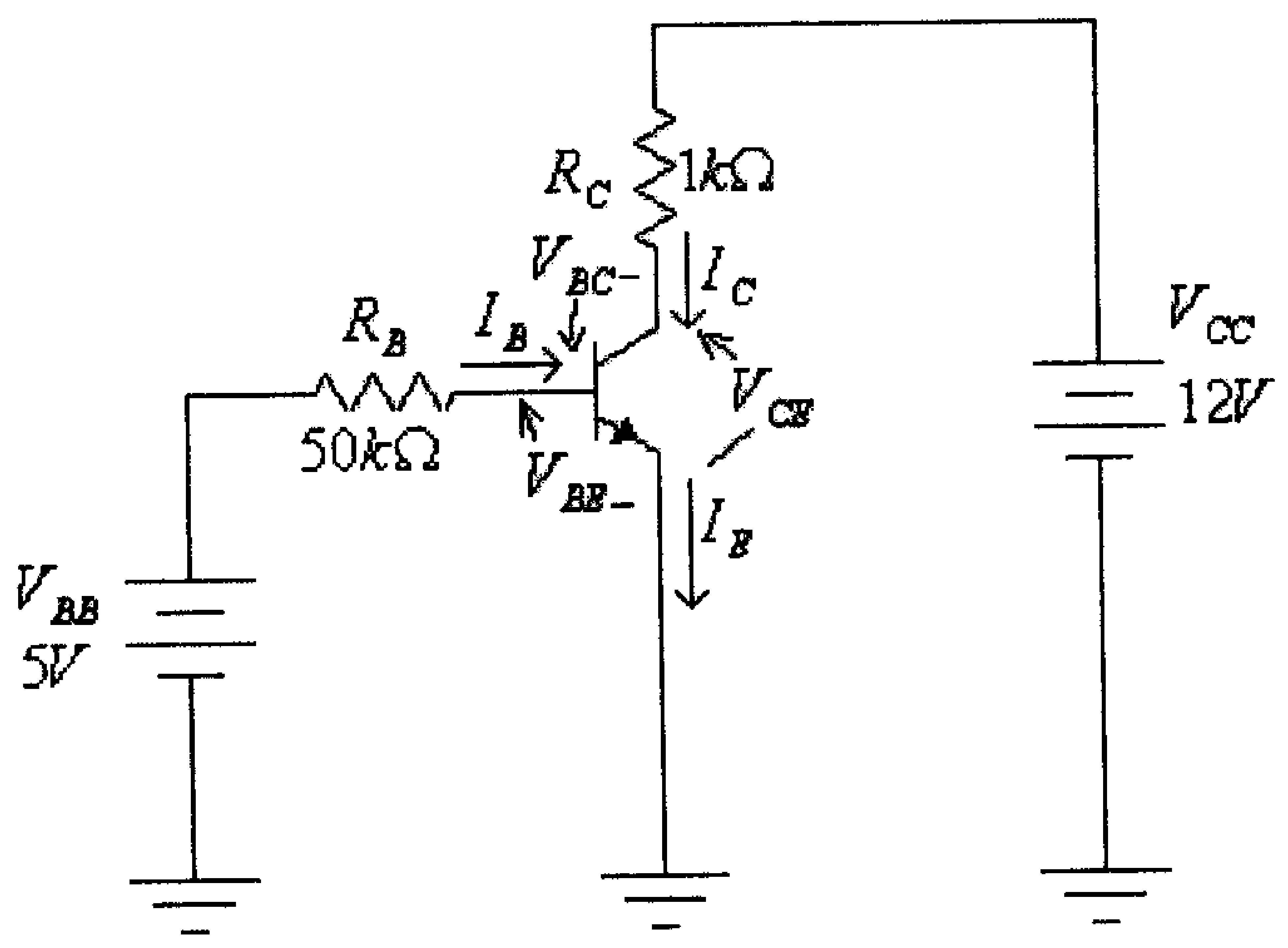
يلاحظ من هذا المثال، أنه وعندما يكون الترانزيستور في حالة إشباع، فإنه لا يمكن تطبيق العلاقتين :

$$I_C = \alpha . I_E$$

و.

$$I_C = \beta . I_B$$

مثال (5): للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\alpha = 0.99$، أوجد مقدار كل من I_B, I_C, I_E, V_{CE} و V_{BC}.



شكل (28)

الحل:

مدخل الترانزيستور يشكل ديوداً بحالة إنحياز أمامي، لذا فإن :

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5-0.7}{50000} = 0.000086A = 0.086mA$$

$$I_C = \beta . I_B$$

ولكن:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{0.99}{1-0.99} = 99$$

أي أن:

$$I_C = \beta . I_B = 99.(0.086) = 8.5mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 8.5 + 0.086 = 8.586mA$$

لاحظ أن:

$$I_C \approx I_E$$

فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 8.514x10^{-3}(1x10^3) = 8.5V$$

ومن الحلقة المخرجية لهذه الدائرة، فإن:

$$V_{CE} + V_{RC} - V_{CC} = 0$$

ومنها:

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RC} = 12 - 8.5 = 3.5V$$

ومن كون أن مجموع الفولطيات بين أطراف الترانزيستور (مأخوذة بإتجاه واحد) تساوي صفراً، أي أن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -3.5 + 0.7 = -2.8V$$

مثال (6): أعد حل المثال السابق عند $R_B = 5k\Omega$

الحل:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{5000} = 0.00086A = 0.86mA$$

و:

$$I_C = \beta . I_B = 99.(0.86) = 85.14mA$$

فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_C هو:

$$V_{RC} = I_C . R_C = 85.14x10^{-3}(1x10^3) = 85.14V$$

وهذا غير معقول، لأن الحد الأقصى الذي يمكن أن تصله قيمة الفولطية بين طرفي المقاومة R_C هو قيمة $V_{CC} - V_{CEsat}$، أي $12 - 0.3 = 11.7V$.

مما سبق أعلاه، يستنتج أن الترانزيستور في حالة إشباع ، أي أن:

$$V_{CE} = V_{CEsat} = 0.3V$$

و:

$$V_{RC} = V_{CC} - V_{CE} = 12 - 0.3 = 11.7V$$

وكذلك:

$$I_C = \frac{V_{RC}}{R_C} = \frac{11.7}{1000} = 0.0117A = 11.7mA$$

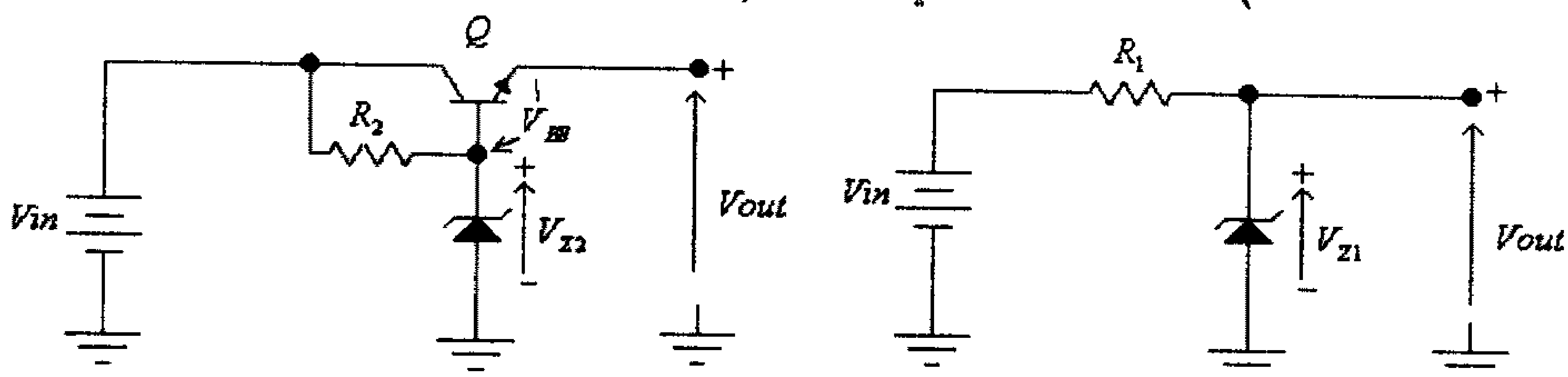
و:

$$I_E = I_C + I_B = 11.7 + 0.86 = 12.56mA$$

مثال (7): صمم دائرة منظم جهد لفولطية مخرجية $Vout = 5V$ وتيار مخرجي تتغير قيمته من الصفر (الحمل غير موصول على مخرج الدائرة) الى $200mA$ ، إذا علمت أن فرق الجهد المدخلي يتغير بين $6V$ و $12V$.

الحل:

سنقوم بتصميم هذه الدائرة بطريقتين إحداهما بإستخدام ثنائي الزنر فقط ، كما هو مبين في الشكل (29-أ)، والأخرى بأستخدام ثنائي الزنر وترانزيستور موصول بدائرة المُجمِّع المشترك (common-collector)، كما هو مبين في الشكل (29-ب)



شكل (29-ب) شكل (29-أ)

شكل (29)

<u>للدائرة الأولى (الشكل 29-أ):</u>

يتم إختيار زنر ديود بفولطية:

$$V_Z = Vout = 5V.$$

يتم إختيار المقاومة R_1 بحيث تتم تغذية الحمل الأقصى عندما تكون الفولطية المدخلية بقيمتها الصغرى، أي أن:

$$R_1 = \frac{Vin_{(\min)} - Vout}{I_{\max}} = \frac{6-5}{200x10^{-3}} = 5\Omega$$

يمر أعلى تيار في ثنائي الزنر عندما يكون الحمل مفصولاً والفولطية المدخلية بقيمتها العظمى، أي أن:

$$I_{Z\max} = \frac{Vin_{(\max)} - Vout}{R_1} = \frac{12-5}{5} = 1.4A$$

والقدرة المستهلكة في ثنائي الزنر هي:

$$P_Z = V_Z . I_{Z\max} = 5.(1.4) = 7W$$

لذا يجب إختيار ثنائي زنر بقدرة $P_Z \geq 7W$

للدائرة الثانية (الشكل 29-ب):

يتم إختيار زنر ديود بفولطية:

$.V_Z = Vout + V_{BE} = 5 + 0.7 = 5.7V$

يتم إختيار ترانزيستور من النوع npn وبتيار مُجمِّع أقصى ($I_{C\max}$) يساوي أو يزيد عن تيار الحمل، أي:

$$I_{C\max} \geq 200mA$$

والفولطية العظمى بين الباعث والمُجمِّع للترانزيستور ($V_{CE\max}$) تكون عندما تكون الفولطية المدخلية بقيمتها العظمى،أي:

$$V_{CE\max} \geq Vin_{(\max)} - Vout = 12 - 5 = 7V$$

والقدرة العظمى المستهلكة في الترانزيستور هي:

$$P_{C\max} = V_{CE\max}.I_{C\max} = 7.(0.2) = 1.4W$$

يتم إختيار ترانزيستور مناسب من المعطيات أعلاه، مثل الترانزيستور $2N2222$، (والذي يمكن الحصول على مواصفاته من أحد المواقع على شبكة الإنترنت المبينة في نهاية هذا الكتاب).
لهذا الترانزيستور فإن:

$$\beta = 35$$

وبالتالي فإن تيار القاعدة الأقصى لهذا الترانزيستور هو:

$$I_{B(\max)} = \frac{I_{C\max}}{\beta} = \frac{200}{35} = 5.72mA$$

يتم إختيار المقاومة R_2 بحيث تتم تغذية تيار القاعدة الأقصى للترانزيستور عندما تكون الفولطية المدخلية بقيمتها الصغرى، أي أن:

$$R_2 = \frac{Vin_{(\min)} - V_{Z2}}{I_{B(\max)}} = \frac{6 - 5.7}{5.72x10^{-3}} = 52\Omega$$

يمر أعلى تيار في ثنائي الزنر عندما يكون الحمل مفصولاً و الفولطية المدخلية بقيمتها العظمى، أي أن:

$$I_{Z\max} = \frac{Vin_{(\max)} - V_{Z2}}{R_2} = \frac{12 - 5.7}{52} = 0.121A$$

والقدرة المستهلكة في ثنائي الزنر هي:

$$P_Z = V_Z . I_{Z\max} = (5.7)(0.121) = 0.7W$$

لذا يجب إختيار ثنائي زنر بقدرة $P_Z \geq 0.7W$

ملاحظات:

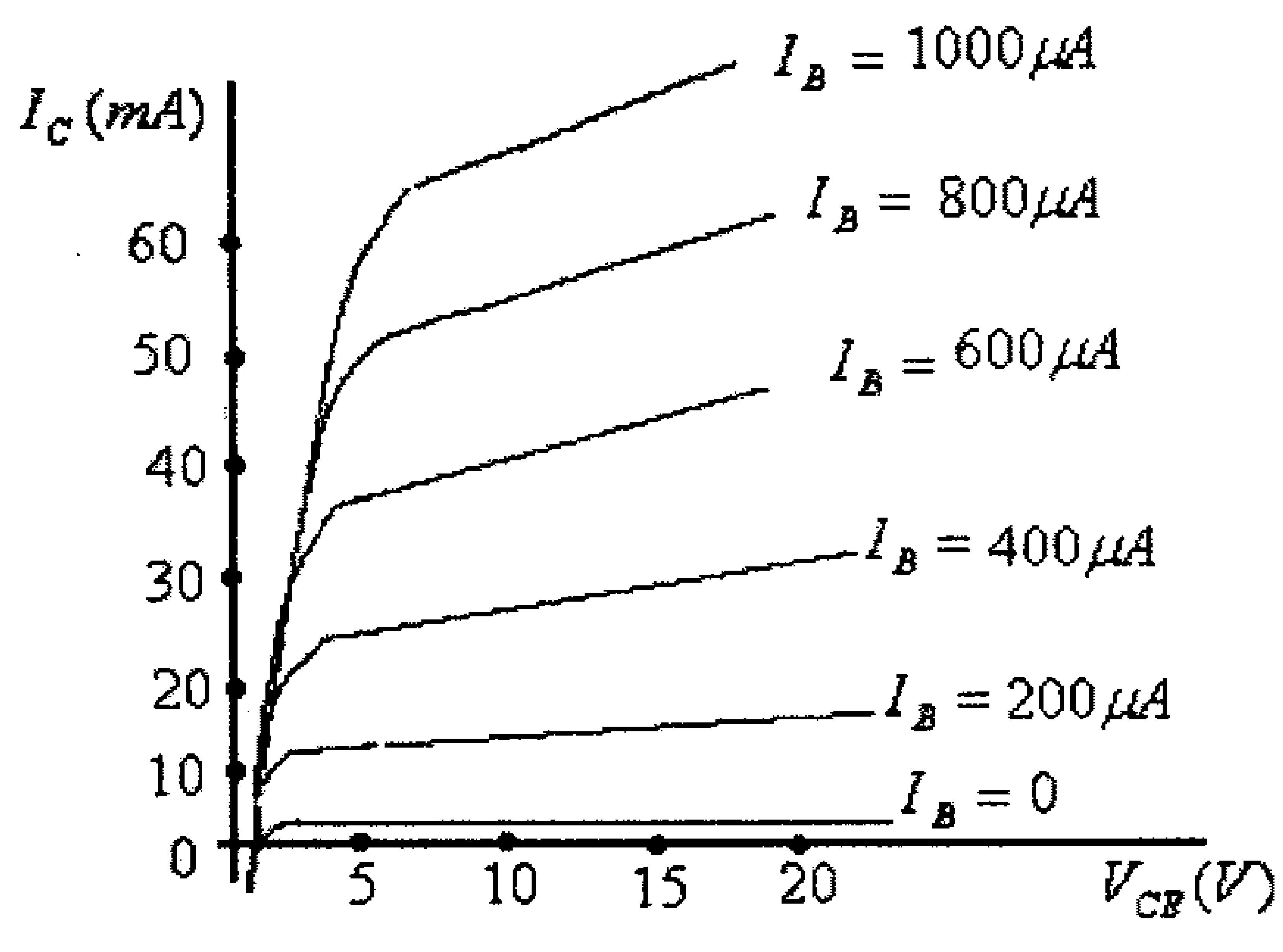
1) لاحظ أن قدرة ثنائي الزنر اللازم للدائرة الثانية أقل كثيراً من قدرة ثنائي الزنر اللازم للدائرة الأولى.

2) كلما كانت قيمة المعامل β للترانزيستور المستخدم في الدائرة الثانية أكبر كلما كانت قيمة المقاومة R_2 أكبر وبالتالي التيار $I_{Z\max}$ لثنائي الزنر أقل ، وقيمة P_Z لهذا الزنر أقل.

3.10 تمارين

1) إذا علمت أن قيمة تيار الباعث I_E لترانزيستور تساوي $150mA$ وأن قيمة المعامل β لهذا الترانزيستور تساوي 120 ، أوجد قيم باقي التيارات المارة بهذا الترانزيستور.

2) للترانزيستور المبينة خاصيته بالشكل التالي:



شكل (30)

أ) أوجد قيمة كل من β_{dc} و β_{ac} عندما تكون $V_{CE}=15V$ و $I_B=400\mu A$

ب) أوجد قيمة كل من α_{dc} و α_{ac} عندما تكون $V_{CE}=15V$ و $I_B=400\mu A$

ج) على خاصية الترانزيستور المبينة أعلاه، أرسم منطقة العمل الآمن لهذا الترانزيستور، إذا علمت أن:

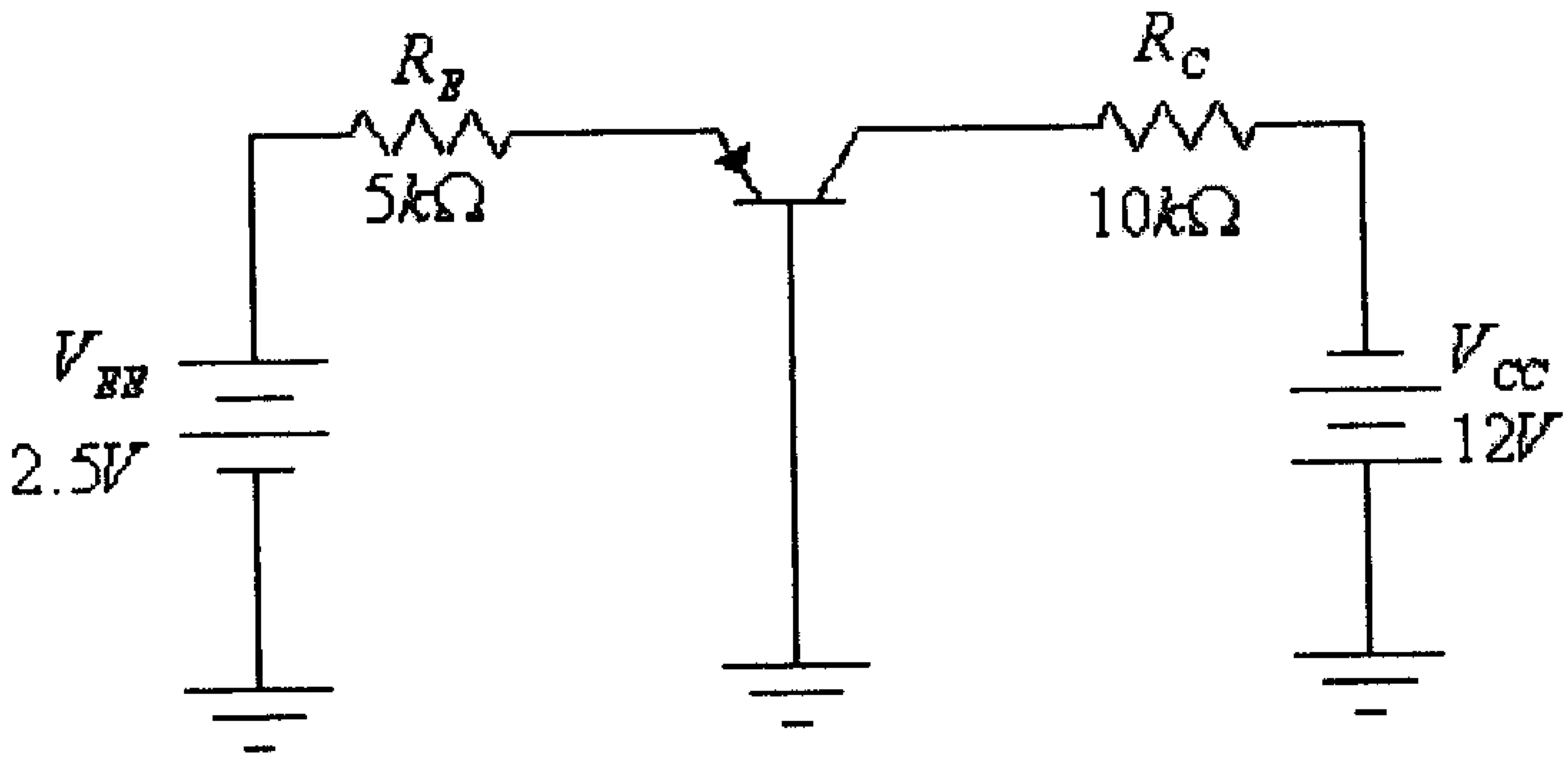
$I_{C\max}=60mA$

$V_{CE\max}=20V$

$V_{CEsat}=0.3V$

$P_{C\max}=500mW$

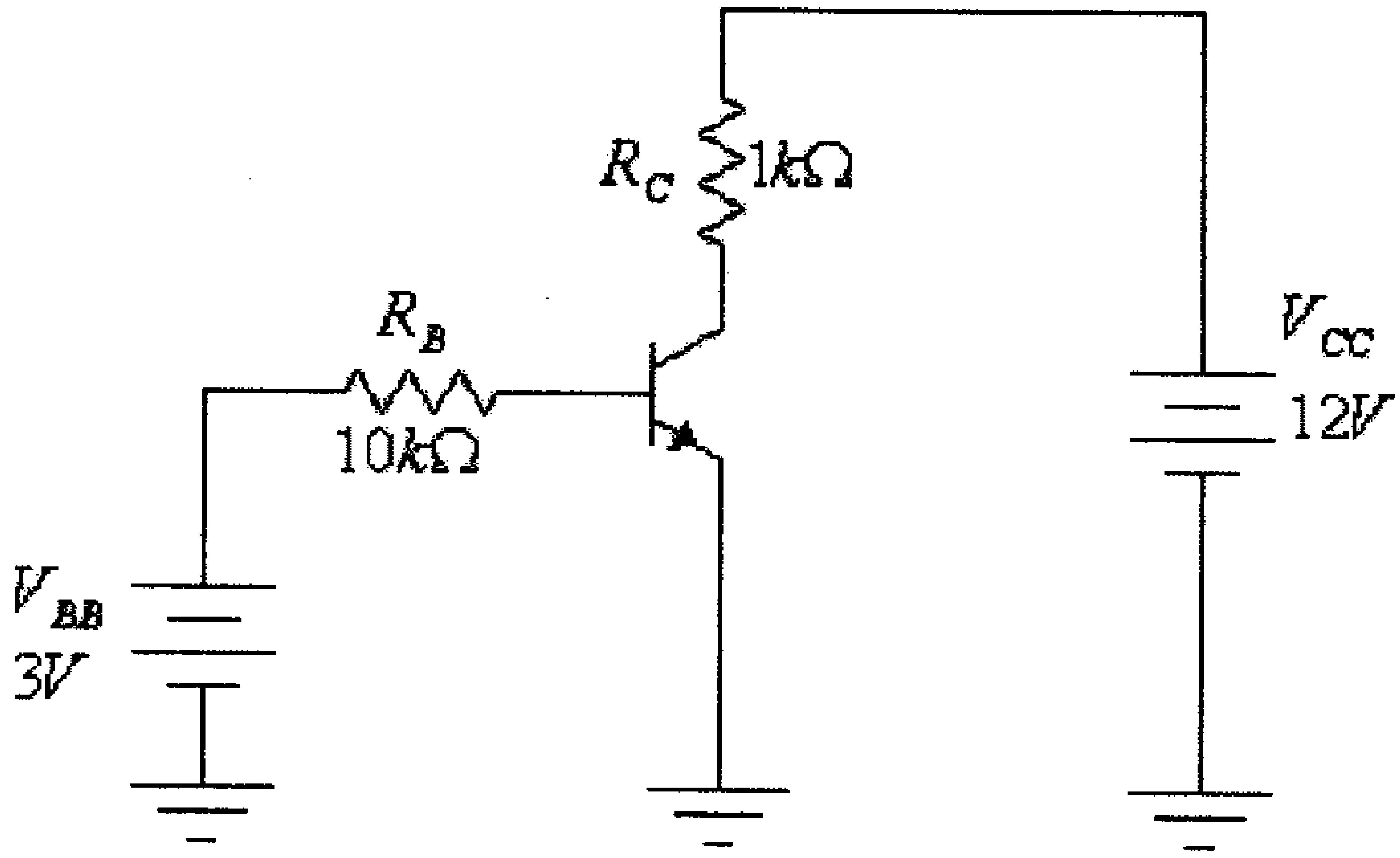
3) للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\beta=50$ أوجد مقدار كل من V_{EB}, I_E, I_C, I_B, V_{BC} و V_{CE}.



شكل (31)

4) للدائرة المبينة في السؤال التمرين السابق، ما هي قيمة V_{EE} اللازمة لجعل الترانزيستور في حالة إشباع.

5) للدائرة التالية، وإذا علمت أنه وللترانزيستور المستخدم $\beta=40$، أوجد مقدار كل من I_B, I_C, I_E, V_{CE} و V_{BC}.



شكل (32)

6) للدائرة المبينة في التمرين السابق ، أوجد قيمة المقاومة R_B اللازمة لجعل الترانزيستور في حالة إشباع.

7) صمم دائرتي منظم جهد، كتلك المبينتين في شكل (29)، لفولطية مخرجية $Vout = 12V$ وتيار مخرجي تتغير قيمته من الصفر الى $500mA$ ، إذا علمت أن فرق الجهد المدخلي يتغير بين $15V$ و $30V$. قارن بين مواصفات كل من ديودي الزنر المستخدمين في هاتين الدائرتين.

الوحدة الرابعة

إنحياز الترانزيستور ثنائي القطبية

الوحدة الرابعة

إنحياز الترانزيستور ثنائي القطبية

4.1 مدخل

درست في الوحدة السابقة تركيب وخصائص الترانزيستور ثنائي القطبية، وعرفت أن هذا الترانزيستور يمكن أن يربط بواحدة من الدوائر الثلاث، وهي دائرة القاعدة المشتركة (common-base configuration) أو دائرة الباعث المشترك (common-emitter configuration) أو دائرة المُجمِّع المشترك (common-collector configuration). وعرفت أن نقطة عمل الترانزيستور (قيمة تيار المُجمِّع I_C وقيمة فرق الجهد بين المُجمِّع والباعث V_{CE}، أو بين المُجمِّع والقاعدة V_{CB}، في الخاصية المخرجية) يمكن أن تتواجد في منطقة الإشباع (saturation-region) أو منطقة القطع (cutoff-region) أو المنطقة الفعّالة (active-region).

وعند عمل الترانزيستور في دوائر تضخيم الإشارة، وحتى لا يتم تشويه الإشارة المراد تضخيمها، فإن الترانزيستور يجب أن يعمل في المنطقة الفعّالة من الخاصية المخرجية والتي تكون فيها العلاقة بين المدخل والمخرج خطية.

في هذه الوحدة سنناقش الدوائر المختلفة التي تؤمن الإنحياز (biasing) المناسب للترانزيستور والتي بواسطتها يتم تحديد مكان نقطة عمل (operating point) الترانزيستور على الخاصية المخرجية له.

وقبل أن نبدأ دراسة الدوائر المختلفة التي يتم فيها تأمين الإنحياز المناسب للترانزيستور، نرى أنه من الضروري التذكير بالعلاقات الأساسية للترانزيستور عندما يعمل في المنطقة الفعّالة، وهذه العلاقات هي:

- تيار المُجمِّع I_C يساوي حاصل ضرب المعامل β وتيار القاعدة I_B، أي أن:

$$I_C = \beta . I_B$$

- تيار الباعث I_E يساوي مجموع تياري المُجمِّع I_C والقاعدة I_B، أي أن:

$$I_E = I_C + I_B = (\beta + 1).I_B$$

وحيث أن تيار القاعدة I_B عادةً ما يكون أقل كثيراً من تيار المُجمِّع I_C، فإن:

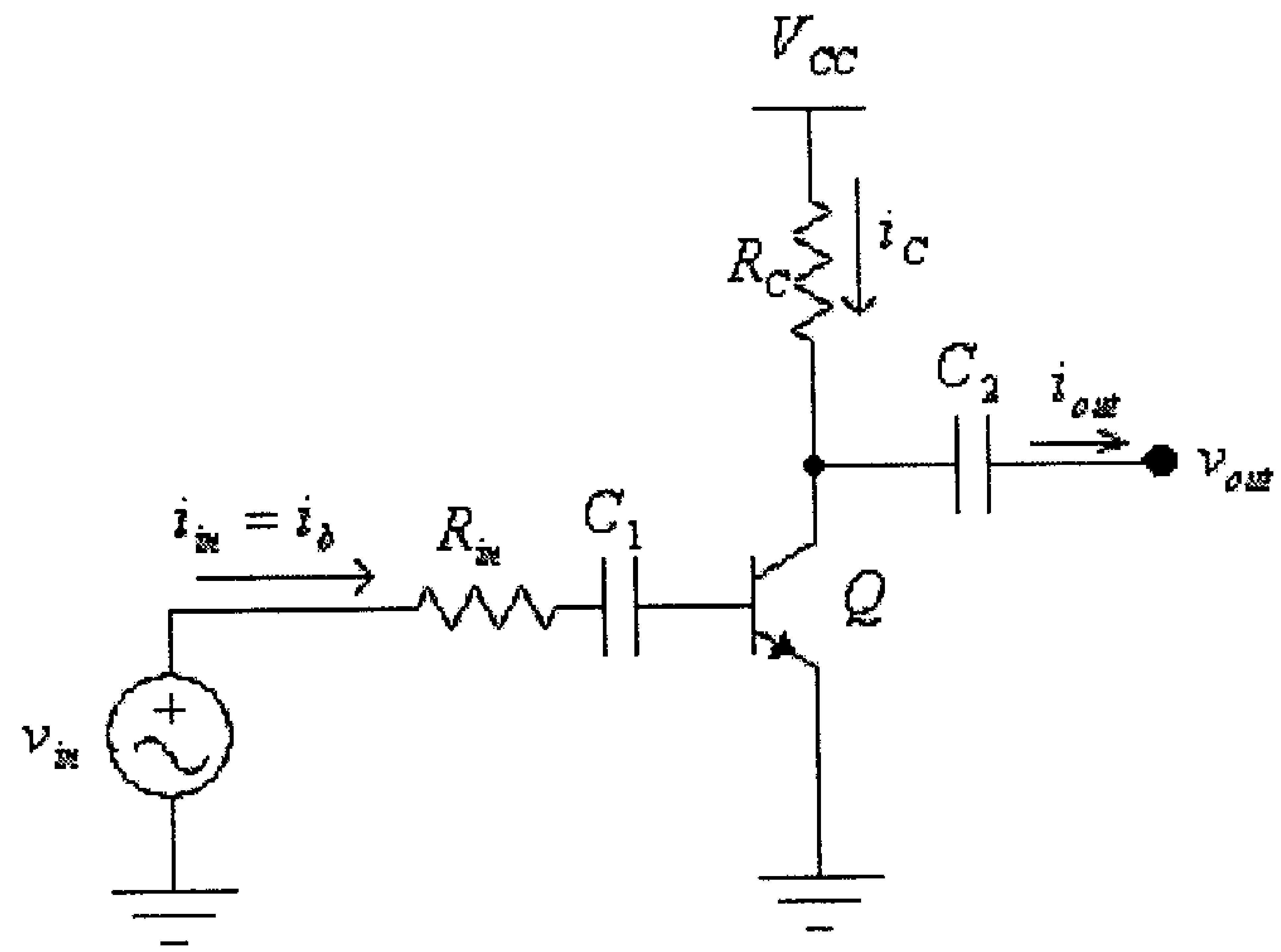
$$I_E \approx I_C$$

- قيمة فرق جهد بين القاعدة والباعث V_{BE} ثابتة وتساوي 0.7 (للترانزيستور المصنوع من السيليكون). أي أن:

$$V_{BE} = 0.7V$$

4.2 الإنحياز ونقطة العمل

لمعرفة المعنى والغاية من إنحياز الترانزيستور لاحظ دائرة التضخيم البسيطة التالية، والتي تستخدم الترانزيستور Q الموصول بدائرة الباعث المشترك.



شكل (1)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد إستخدمنا الأحرف الانجليزية الصغيرة للإشارة الى القيم المتغيرة).

ولو دققت بهذه الدائرة للاحظت ما يلي:

1- لأي جهد مدخلي سالب فإن قيمة التيار i_{in} تساوي صفراً، (وذلك لأن مدخل الترانزيستور، والذي يكافيء ديوداً، سيكون في وضع إنحياز عكسي)، وبالتالي فإن قيمة التيار i_{out} تساوي صفراً.

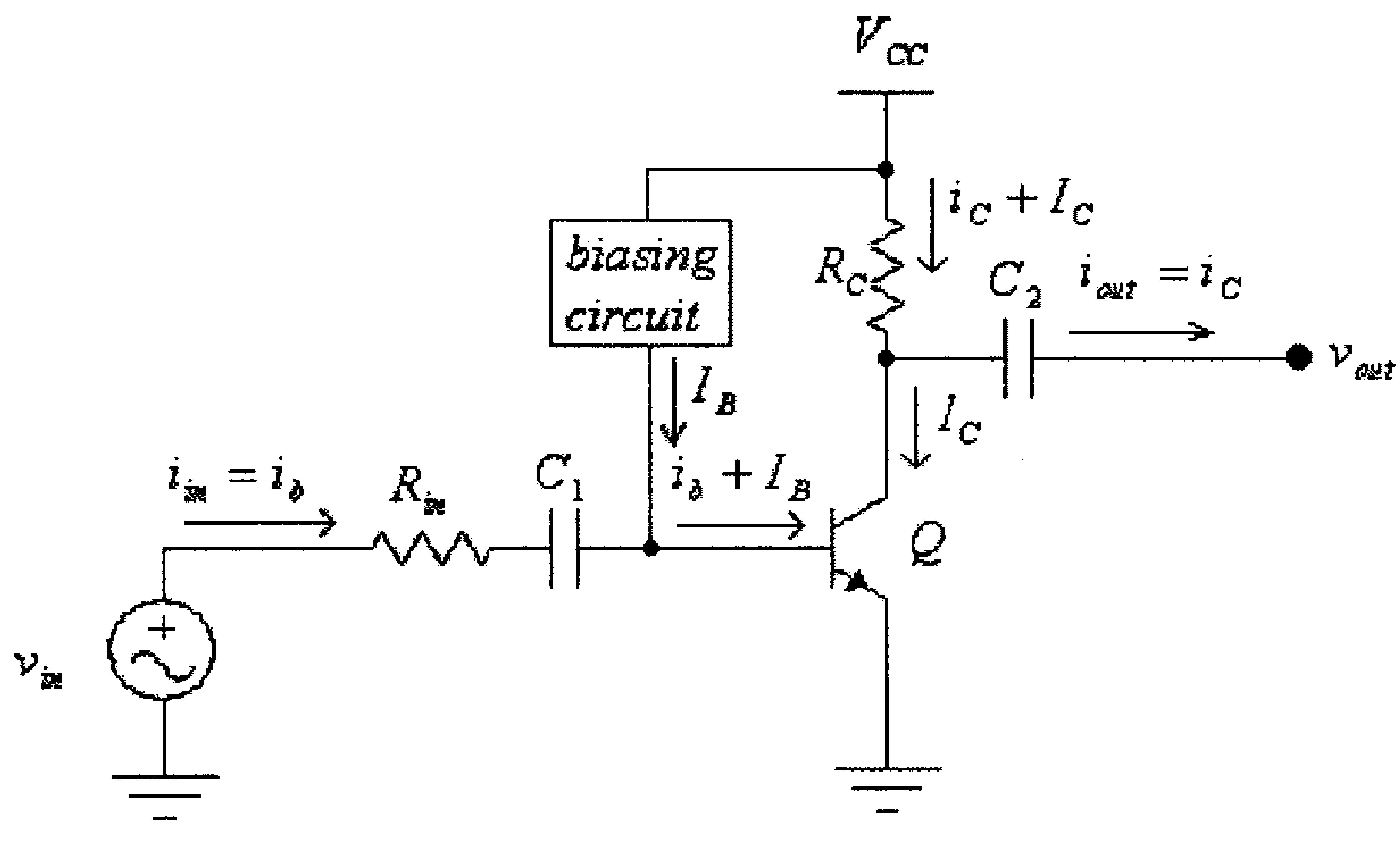
2- لأي جهد مدخلي موجب قيمته أقل من القيمة اللازمة لجعل مدخل الترانزيستور (الوصلة بين القاعدة والباعث) بحالة إنحياز أمامي فإن قيمة التيار i_{in} تساوي صفراً، وبالتالي فإن قيمة التيار i_{out} تساوي أيضاً صفراً.

3- العلاقة بين i_{out} و i_{in} لن تكون خطية وذلك لأنه وفي بداية الخاصية المخرجية لدائرة الباعث المشترك فأن المنحنيات التي تمثل العلاقة بين تيار المُجمِّع (I_C) وفرق الجهد بين المُجمِّع والباعث (V_{CE}) عند قيم مختلفة لتيار القاعدة (I_B) ليست متساوية في تباعدها، (راجع الخاصية المخرجية لهذه الدائرة والمشروحة في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب).

4- عند تغير درجة الحرارة تتغير قيمة المعامل β للترانزيستور وبالتالي فإن مقدار معامل التضخيم لهذه الدائرة (النسبة بين v_{out} و v_{in}) سيتغير بتغير درجة الحرارة.

هذه الأسباب جميعها ستسبب تشويهاً للأشارة المخرجية، أي أن الإشارة المخرجية لن تكون صورة مكبرة للإشارة المدخلية كما هو مطلوب عادةً من دوائر التضخيم.

ولإلغاء (أو على الأقل تقليل) تأثير العوامل السابقة فإننا نقوم بأضافة تيار مستمر، بقيمة محددة مسبقاً، الى تيار القاعدة بحيث يحدد هذا التيار نقطة عمل (operating point) الترانزيستور عندما تكون قيمة الجهد v_{in} تساوي صفراً. ويتم إضافة التيار المستمر هذا بواسطة دائرة تسمى دائرة الإنحياز (biasing circuit)، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



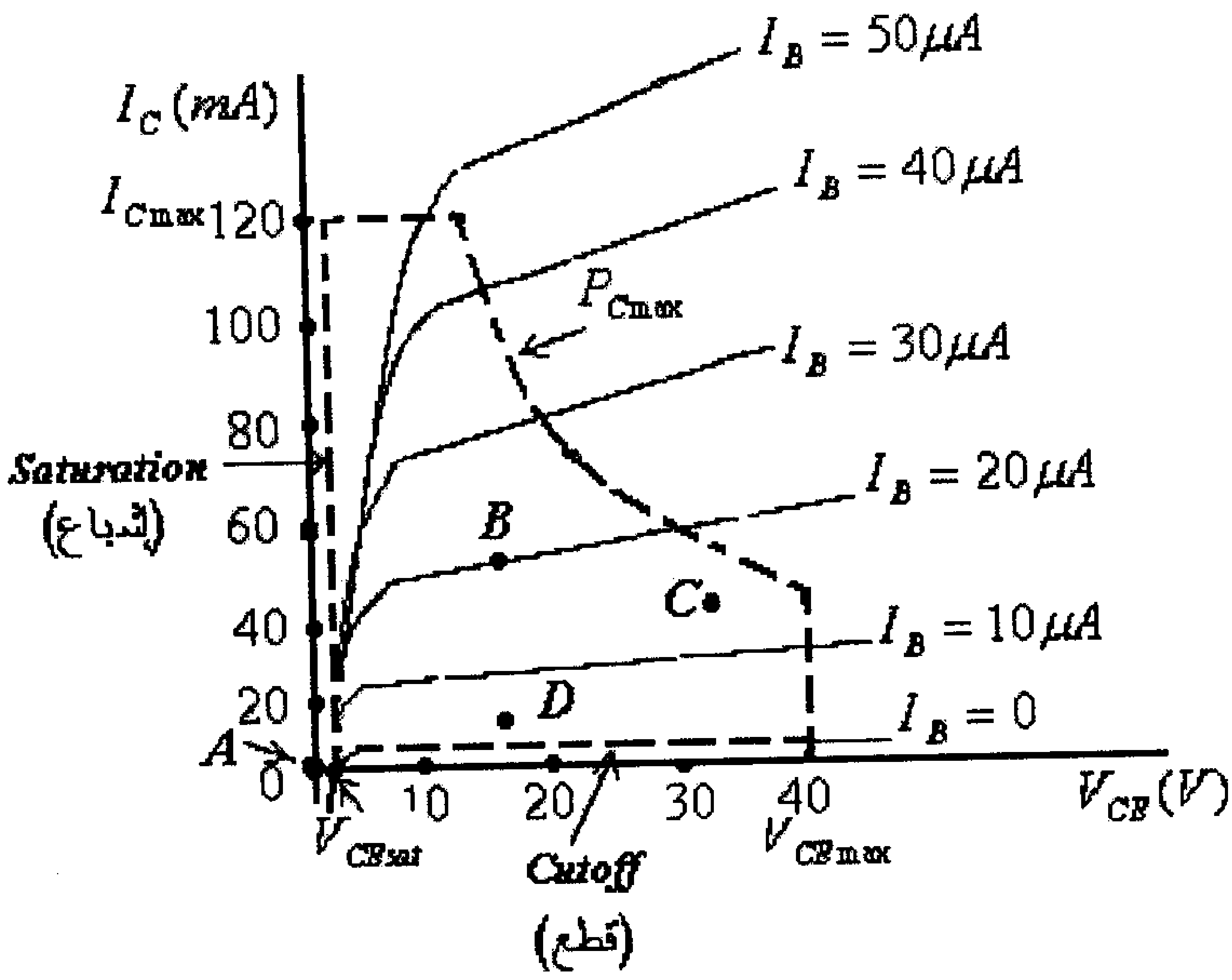
شكل (2)

(لاحظ أننا في هذه الدائرة، وكما هو عادةً، قد إستخدمنا الأحرف الانجليزية الصغيرة للإشارة الى القيم المتغيرة والأحرف الانجليزية الكبيرة للإشارة الى القيم المستمرة).

في هذه الدائرة فإن تيار القاعدة سيكون مساوياً لحاصل جمع التيارين، التيار المستمر I_B والذي يسمى تيار الإنحياز (biasing current) والتيار المدخلي i_{in}. لاحظ كذلك أن المكثف C_1 يعمل على منع تيار الأنحياز I_B من المرور في مصدر الإشارة المدخلية.

وحيث أن نقطة العمل (operating point) تُحدد قيم التيارات في الترانزيستور وفرق الجهد بين أطرافه عندما تكون فولطية الإشارة المدخلية v_{in} تساوي صفراً، فكثيراً ما تسمى نقطة العمل بنقطة السكون (quiescent point) أو إختصاراً (Q-point).

ويعتمد موقع نقطة عمل الترانزيستور على قيمة تيار الإنحياز (I_{CQ}) وفولطية الإنحياز (V_{CEQ})، ذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (3)

في هذا الشكل لاحظ مايلي:

- النقطة A هي تلك النقطة التي يعمل عندها الترانزيستور عندما يكون تيار الإنحيار يساوي صفراً، كما في حالة الدائرة المبينة في الشكل (1) السابق، وكما ذكر سابقاً فإن الإشارة المخرجية ستكون مشوهة كثيراً.

- عند النقطة D (القريبة من منطقة القطع *cutoff region*) فإن قيماً صغيرة لجهد الإشارة المدخلية v_{in}، وفي الإتجاه السالب، ستضع الترانزيستور في حالة القطع (cutoff)، وذلك لأن تيار الإنحياز المار في القاعدة قليل جداً، وعندما يكون تيار الإشارة المدخلية سالباً (وبقيمة تساوي قيمة تيار الإنحياز عند تلك النقطة) فأن التيار الكلي المار بقاعدة الترانزيستور سيكون صفراً وبالتالي سيدخل الترانزيستور الى منطقة القطع (cutoff region).

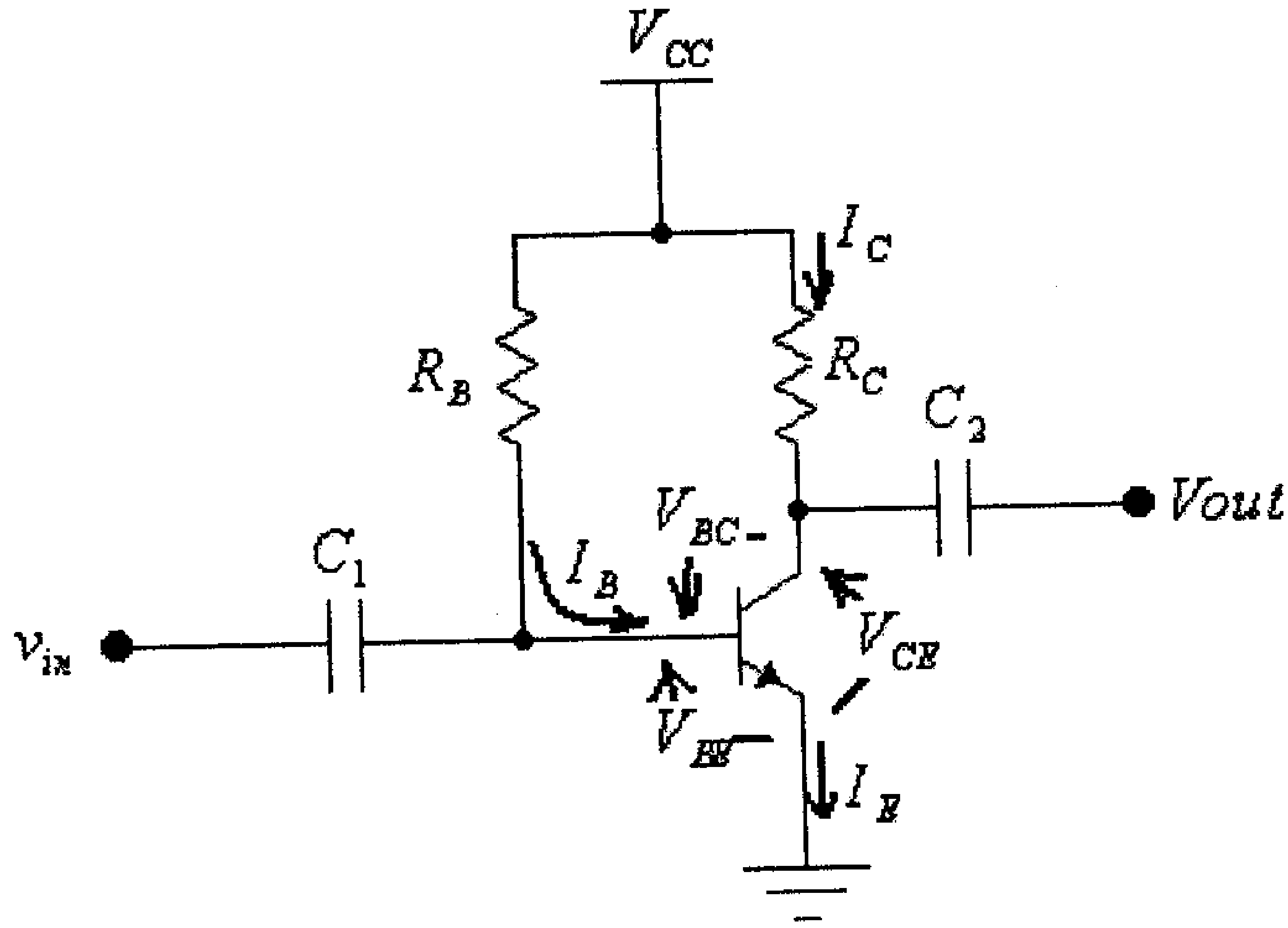
- عند النقطة C (القريبة من المنحنى $P_{C\max}$) فإن قيماً صغيرة لجهد الإشارة المدخلية v_{in}، وفي الإتجاه الموجب، ستجعل قيمة القدرة المبددة في الترانزيستور أعلى أو تساوي قيمة $P_{C\max}$ مما قد يؤدي الى إنهيار الترانزيستور.

- النقطة B قد تكون أفضل نقطة عمل، عندما يعمل الترانزيستور كمضخم للإشارة، وذلك لأن هذه النقطة تسمح بقيم تغير كبيرة نسبياً للإشارة المدخلية دون أن يدخل الترانزيستور في منطقة القطع (cutoff region) أو منطقة الإشباع (saturation region) أو أن تزيد القدرة المبددة في الترانزيستور عن القيمة $P_{C\max}$. وما يميز عمل الترانزيستور عند هذه النقطة هو ثبات قيمة المعامل β_{ac} (وذلك للتباعد المتساوي لمنحنيات التيار المُجمِّع I_C عند قيم مختلفة لتيار القاعدة I_B).

وسنقوم الآن بدراسة دوائر الإنحياز المختلفة والتي تحدد نقطة العمل (Q-point) للترانزيستور .

4.3 دائرة الإنحياز الثابت (Fixed-bias Circuit)

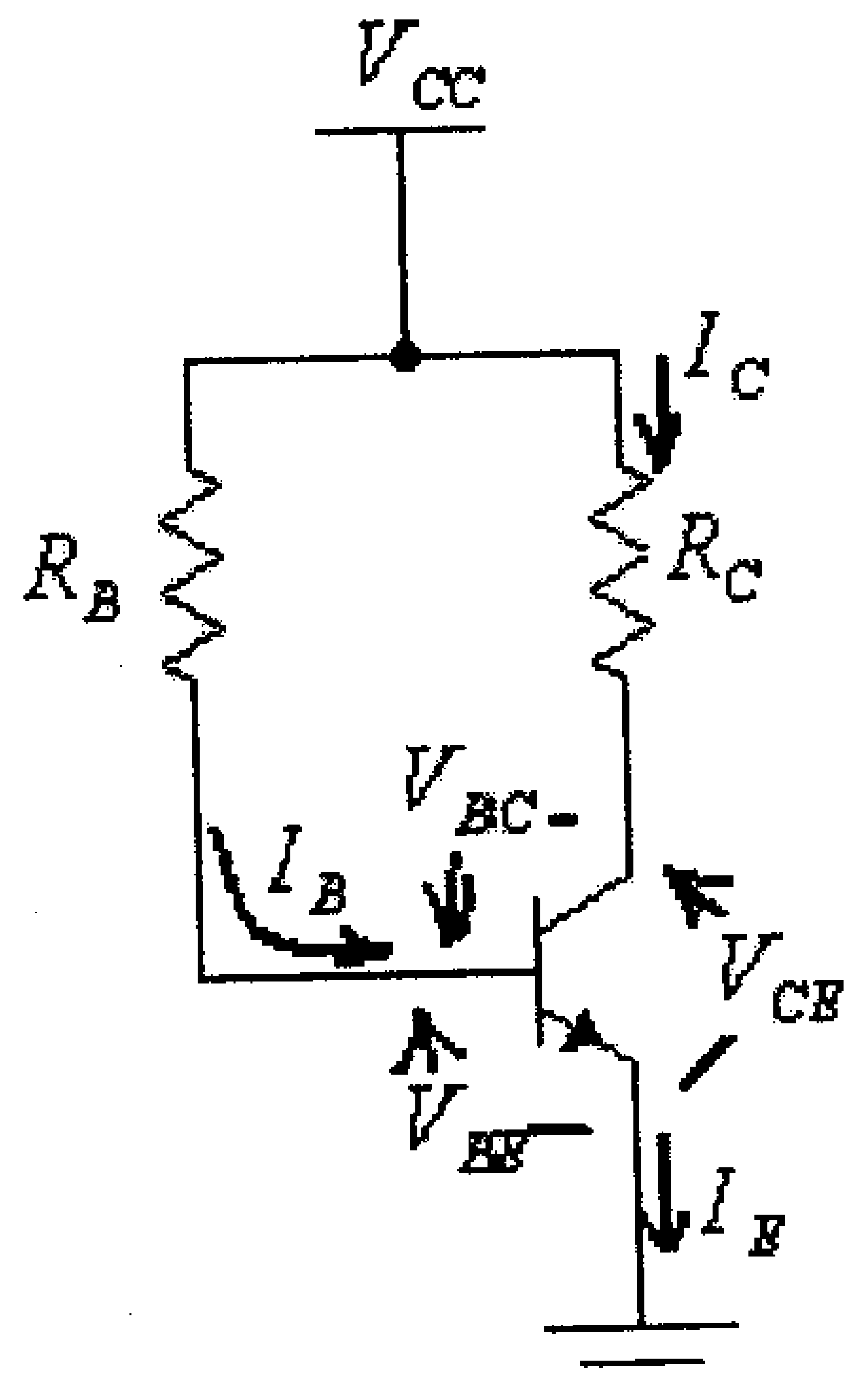
الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت.



شكل (4)

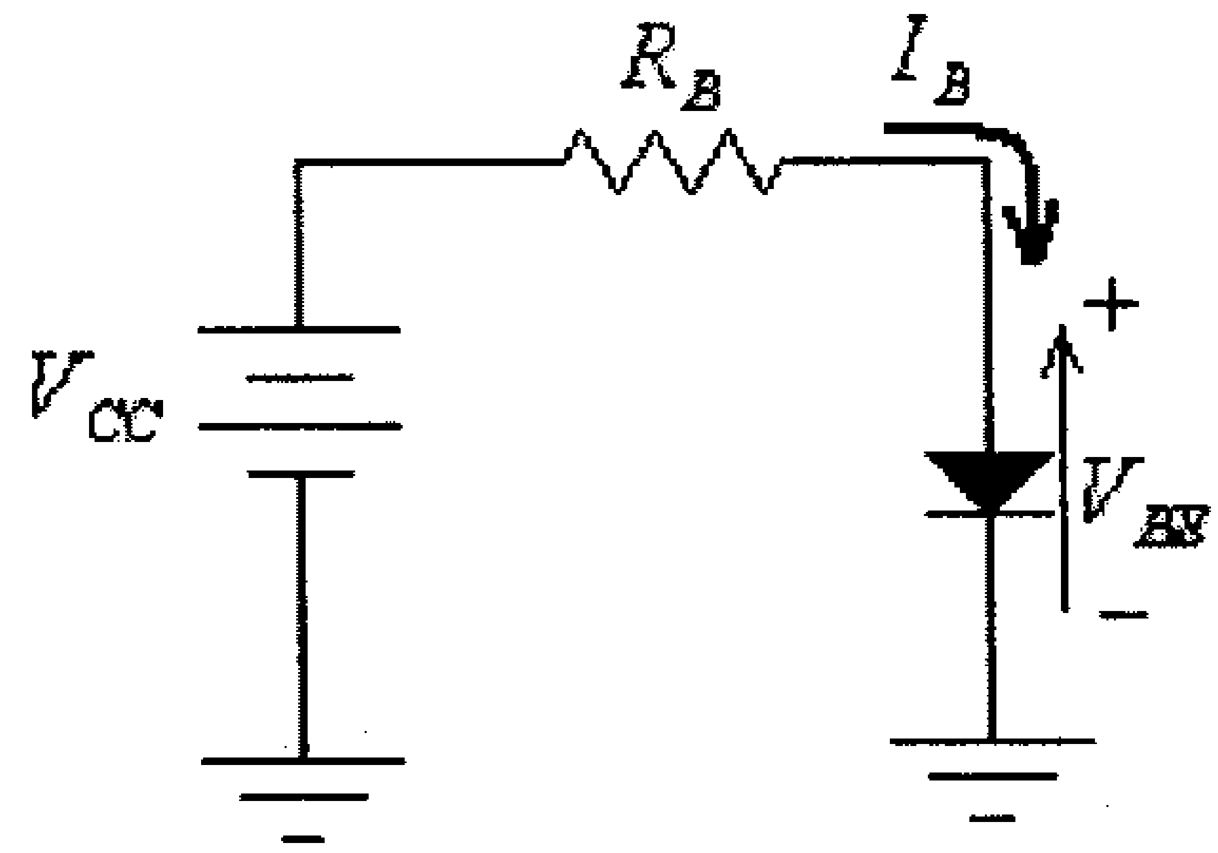
في هذه الدائرة فإن المكثف C_1 يمنع التيار المستمر I_B من المرور الى مصدر الإشارة، أما المكثف C_2 فيمنع التيار المستمر I_C من المرور الى مخرج الدائرة (الحمل).

ولما كان كل من C_1 و C_2 يشكلان دائرة مفتوحة للتيار المستمر، فإن الدائرة المكافئة للدائرة أعلاه ولغايات دراسة إنحياز الترانزيستور، ستكون كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (5)

الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة، هي:

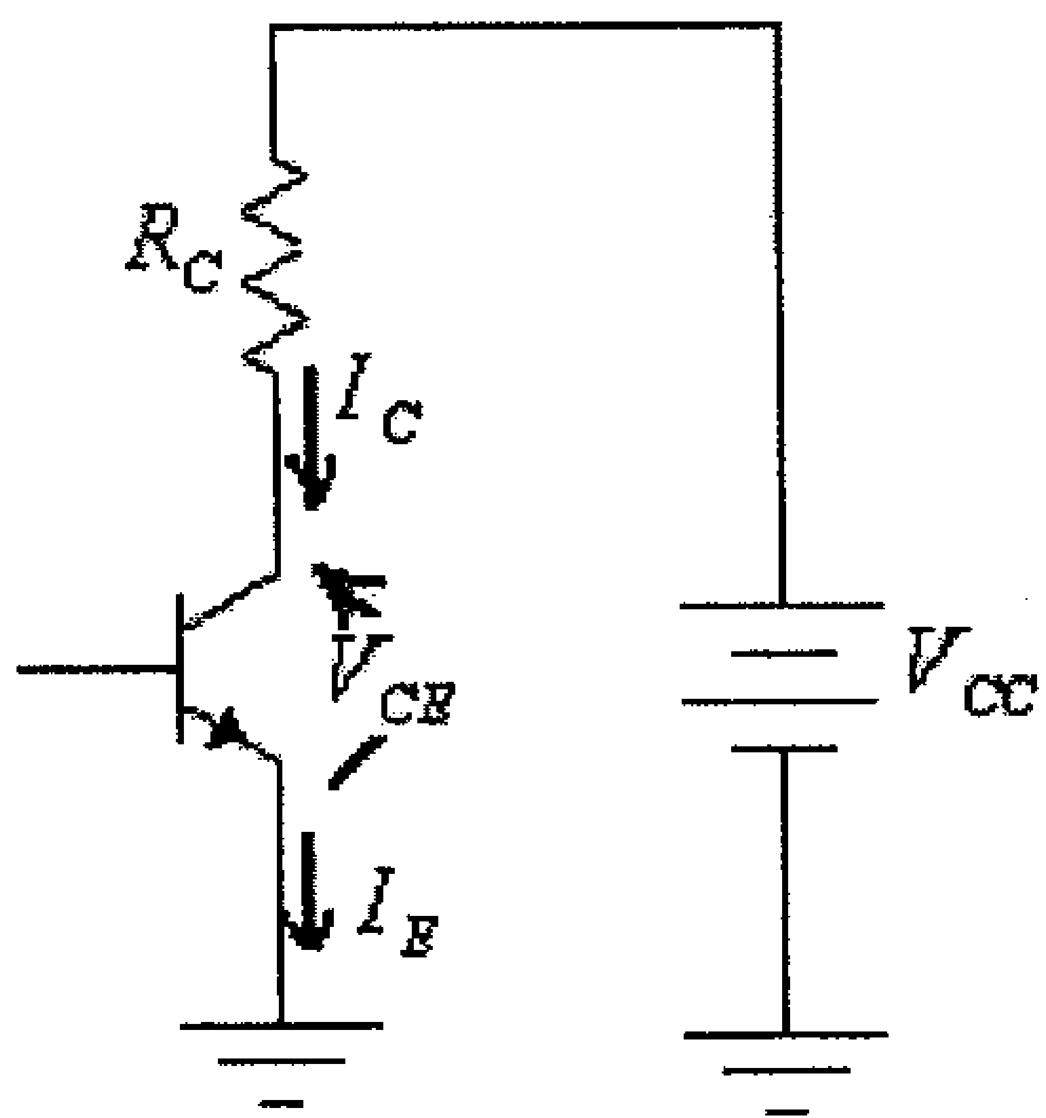


شكل (6)

في هذه الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

الدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة، هي:



شكل (7)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CE} = 0$$

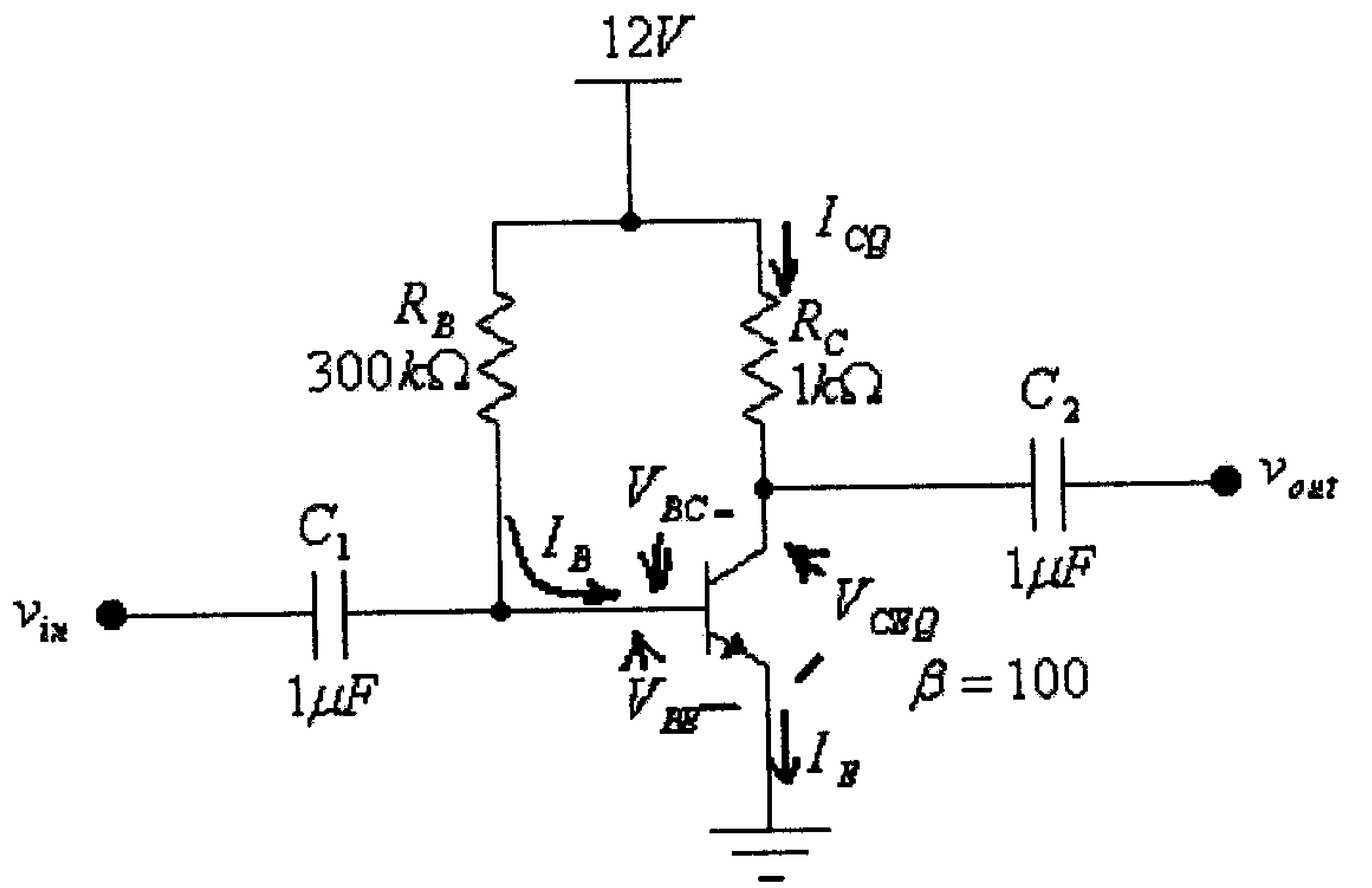
ومنها:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.R_C$$

لاحظ أن:

$$I_C = \beta.I_B$$

مثال (1): لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من: I_B ، I_{CQ} ، V_{CEQ} ، V_B ، V_C و V_{BC}.



شكل (8)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3} = 0.0000377A = 37.7\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta . I_B = 100.(37.7x10^{-6}) = 3.77x10^{-3}A = 3.77mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_C = 12 - 3.77x10^{-3}(1x10^3) = 8.23V$$

$$V_B = 0.7V$$

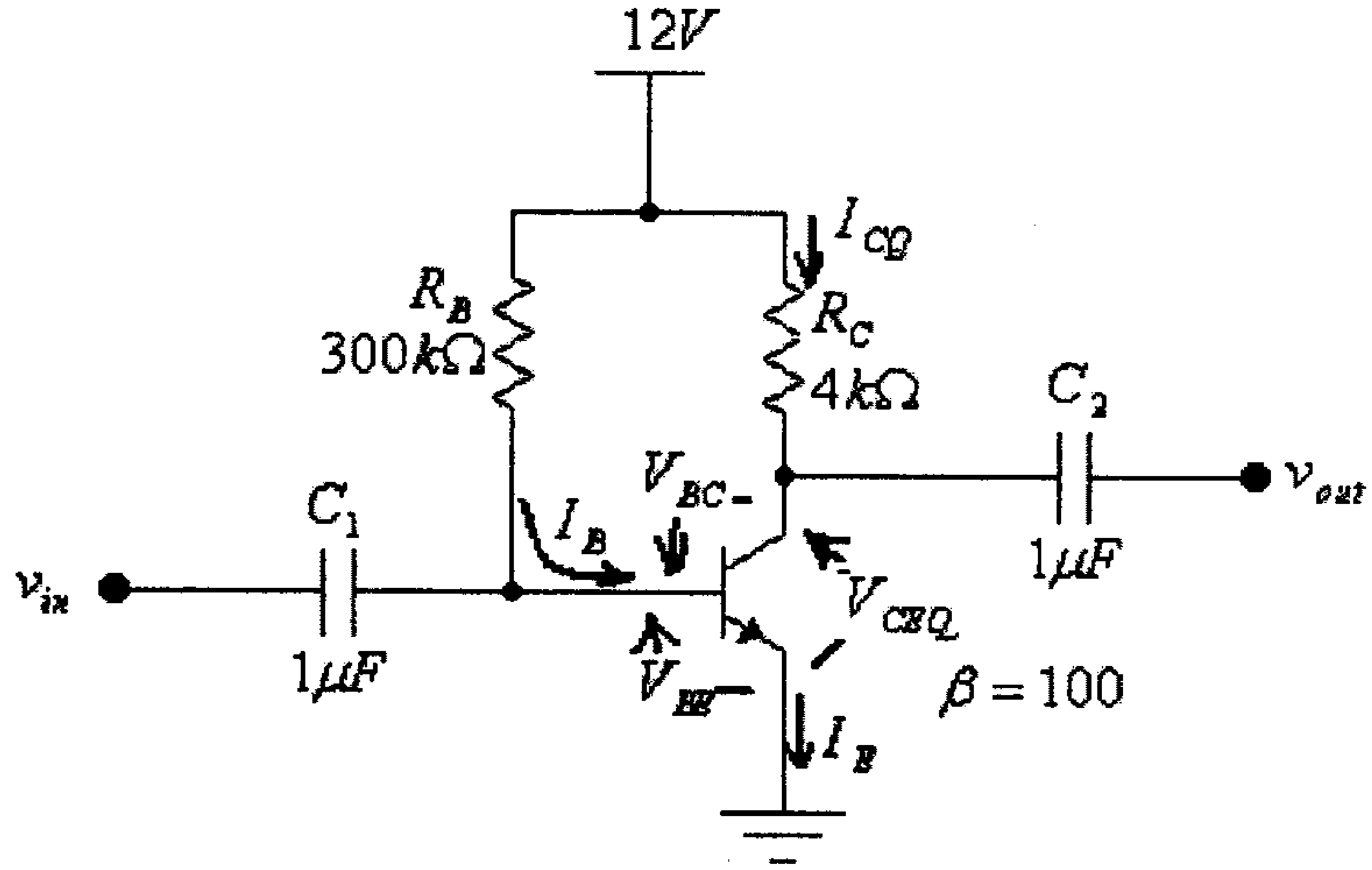
$$V_C = V_{CEQ} = 8.23V$$

وذلك لأن:

$$V_E = 0$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0.7 - 8.23 = -7.53V$$

مثال (2): لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من: I_B ، I_{CQ} ، V_{CEQ} ، V_B ، V_C و V_{BC}.



شكل (9)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3} = 0.0000377A = 0.0377mA$$

$$I_{CQ} = \beta . I_{BQ} = 100.(0.0377) = 3.77mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_C = 12 - 3.77x10^{-3}(4x10^3) = -3.08V$$

وهذا غير معقول لأن القيمة الصغرى لـــ V_{CE} هي V_{CEsat} والتي تساوي تقريباً صفراً، أي أن الترانزيستور في حالة إشباع، وبالتالي فإن:

$$V_{CEQ} \approx 0V$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{4000} = 0.003A = 3mA$$

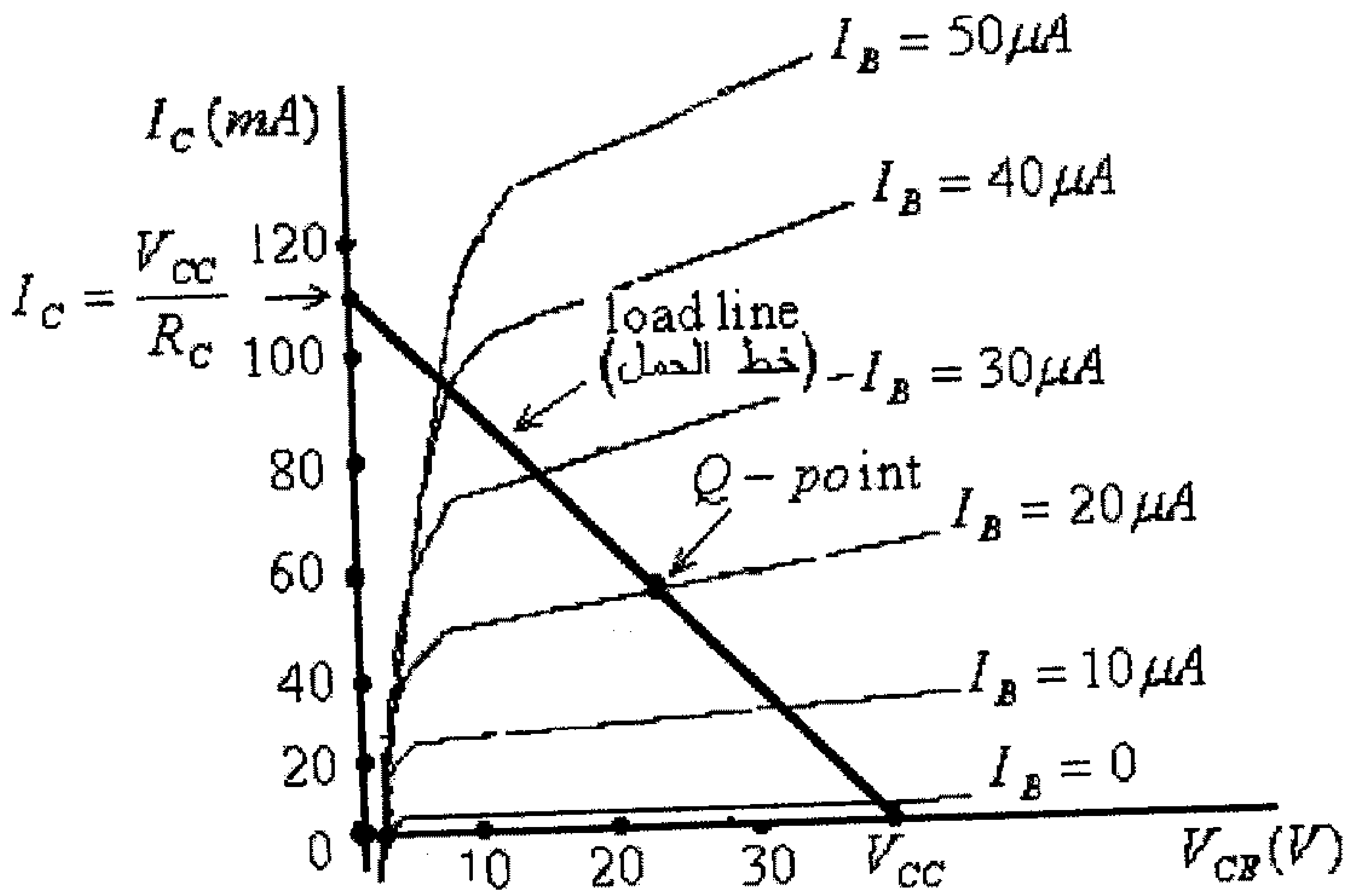
$V_B = 0.7V$

$V_C = V_{CEQ} \approx 0V$

وكما إستُخدمت طريقة خط الحمل (load-line method) في دراسة دوائر الديود، يمكن إستخدام هذه الطريقة أيضاً في دراسة دوائر إنحياز الترانزيستور. فللدائرة المخرجية لدائرة الإنحياز الثابت والمبينة في شكل (7) السابق فإن:

$V_{CE} = V_{CC} - I_C.R_C$ ....(1)

وحيث أن هذه المعادلة تبين العلاقة بين المتغيرين V_{CE} و I_C، فلو تم رسم الخط المستقيم الذي تمثله هذه المعادلة (والذي يسمى خط الحمل) على الرسم الذي يمثل الخاصية المخرجية للترانزيستور، فيمكن تحديد نقاط عمل الترانزيستور عند قيم مختلفة لتيار القاعدة I_B، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (10)

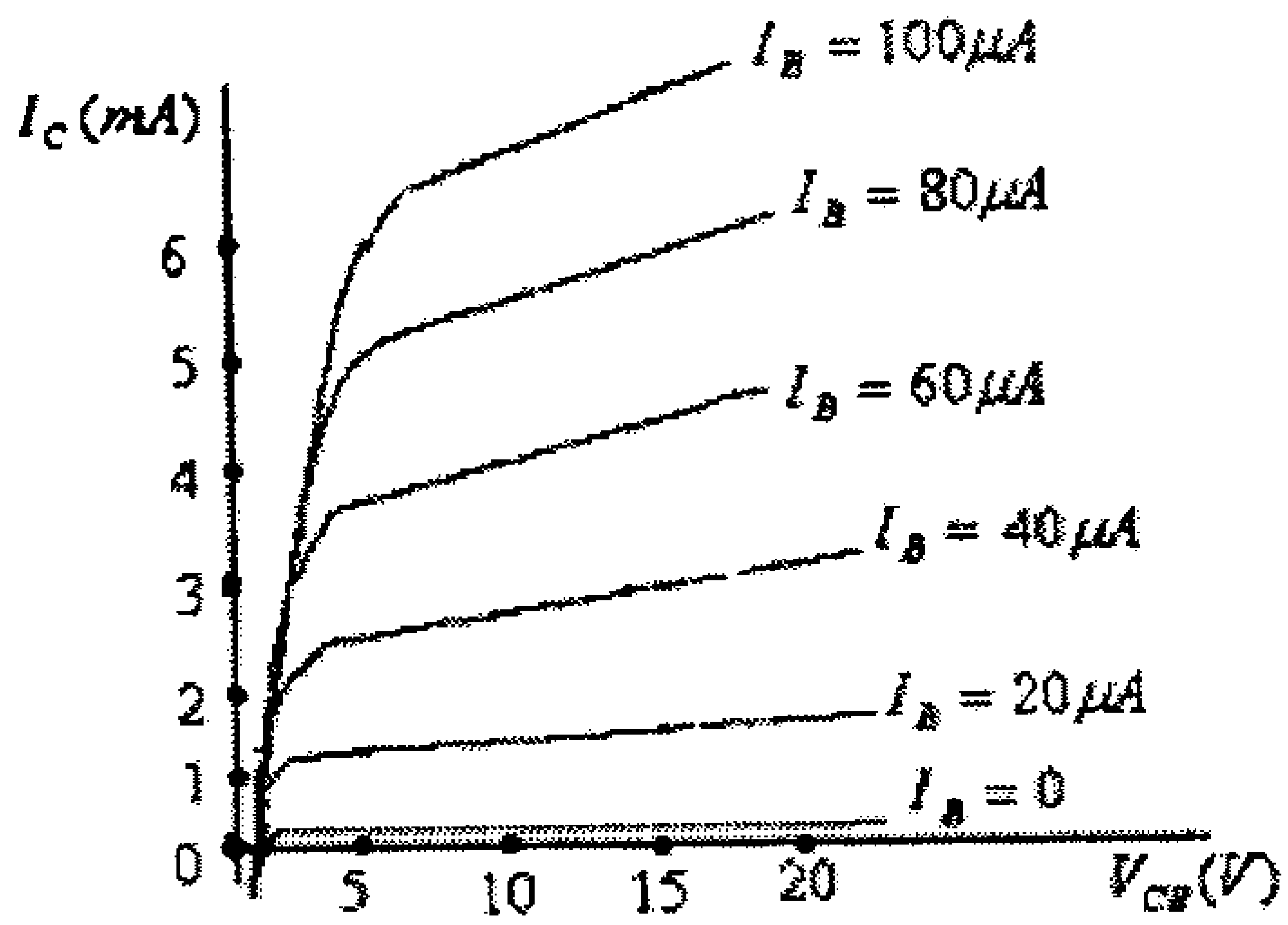
وكما في طريقة رسم خط الحمل لدوائر الديود، فيكفي لرسم الخط المستقيم، الذي يمثل المعادلة رقم (1)، تعيين نقطتين من هذا الخط.

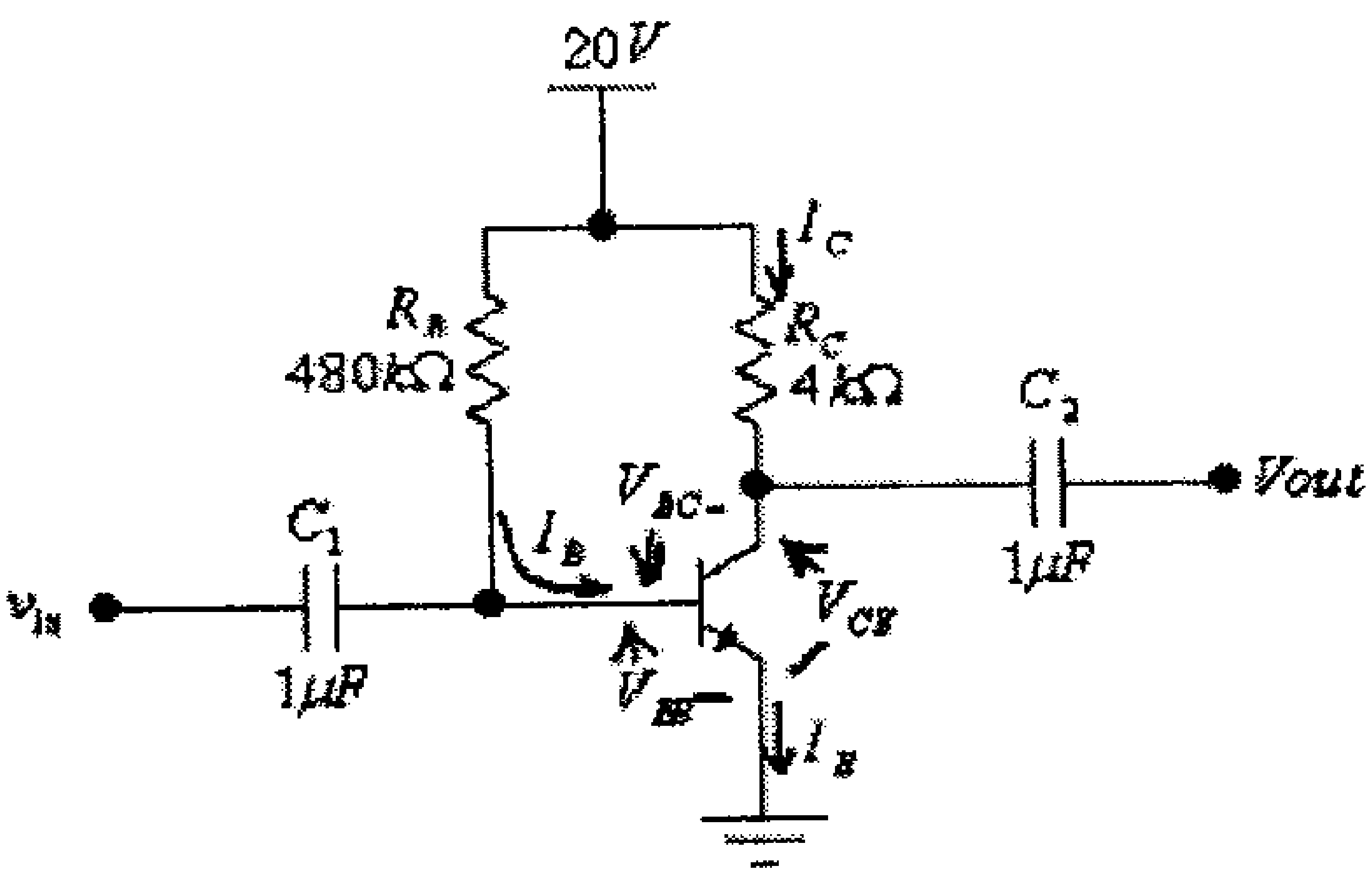
فمن المعادلة رقم (1)، وعند $I_C = 0$ فإن $V_{CE} = V_{CC}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي. وعند $V_{CE} = 0$ فإن $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي. لاحظ أن ميل خط الحمل يساوي $-\frac{1}{R_C}$.

ويمكن أن تلاحظ أنه:

- عند تغير قيمة I_B فإن نقطة العمل تتحرك على خط الحمل.
- عند تغير قيمة R_C فإن ميل خط الحمل ستغير.
- عند تغير قيمة V_{CC} فإن خط الحمل يتحرك بحيث يبقى ميله ثابتاً، أي يتحرك بحيث يبقى موازياً لنفسه.

مثال (3) للدائرة التالية ولخاصية الترانزيستور المبينة، وبإستخدام طريقة خط الحمل، أوجد قيمة كل من: I_{CQ} و V_{CEQ}.





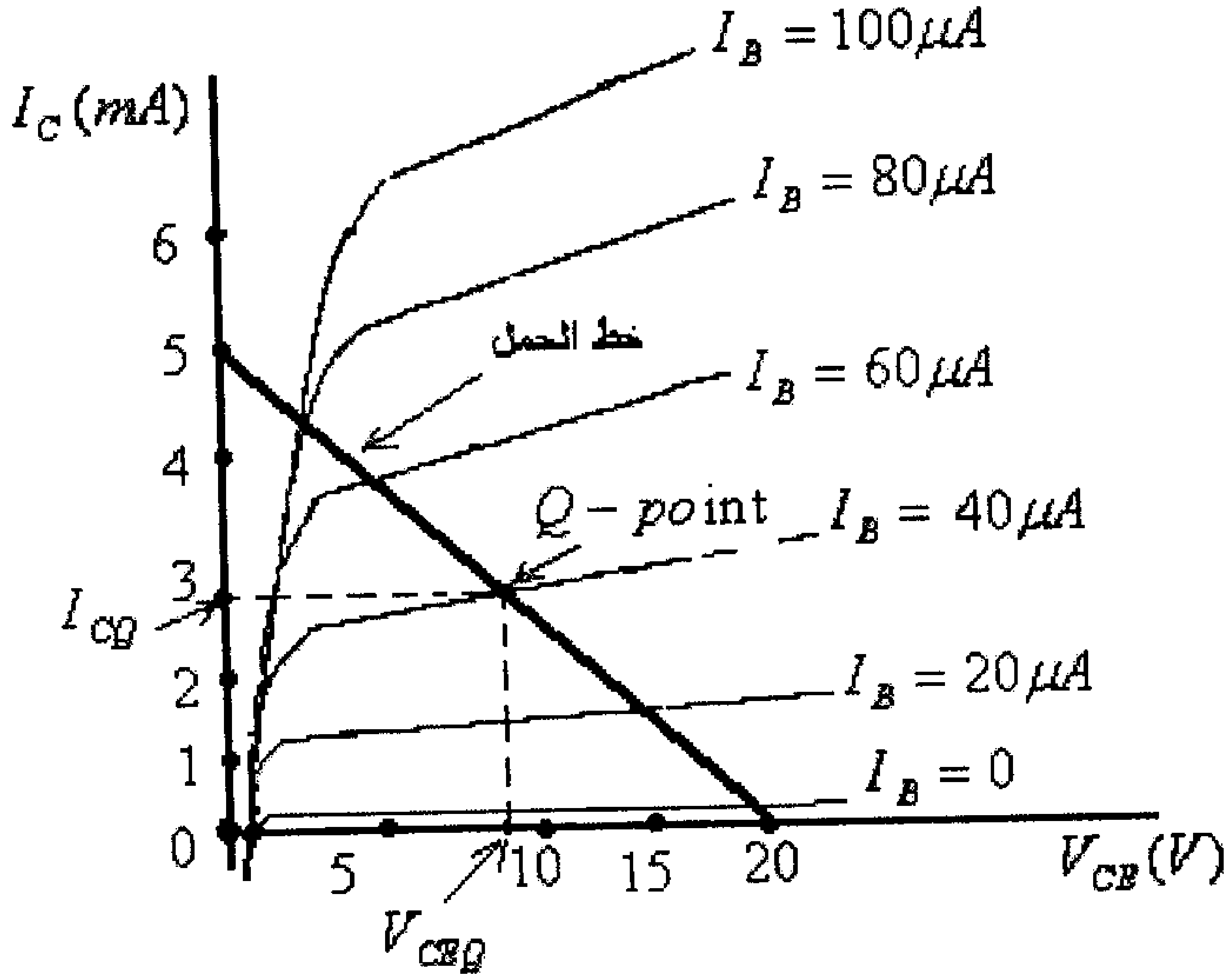
شكل (11)

الحل:

لرسم خط الحمل نحدد:

- نقطة التقاطع مع المحور الأفقي، وهي النقطة $V_{CE} = V_{CC} = 20V$.
- نقطة التقاطع مع المحور العمودي هي النقطة $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{4000} = 0.005A = 5mA$

وبتحديد هاتين النقطتين يمكن رسم خط الحمل، وكما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (12)

ولتحديد نقطة العمل (Q-point) نحدد النقطة على خط الحمل والتي لها:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{20 - 0.7}{480x10^3} = 40x10^{-6}\,A = 40\mu A$$

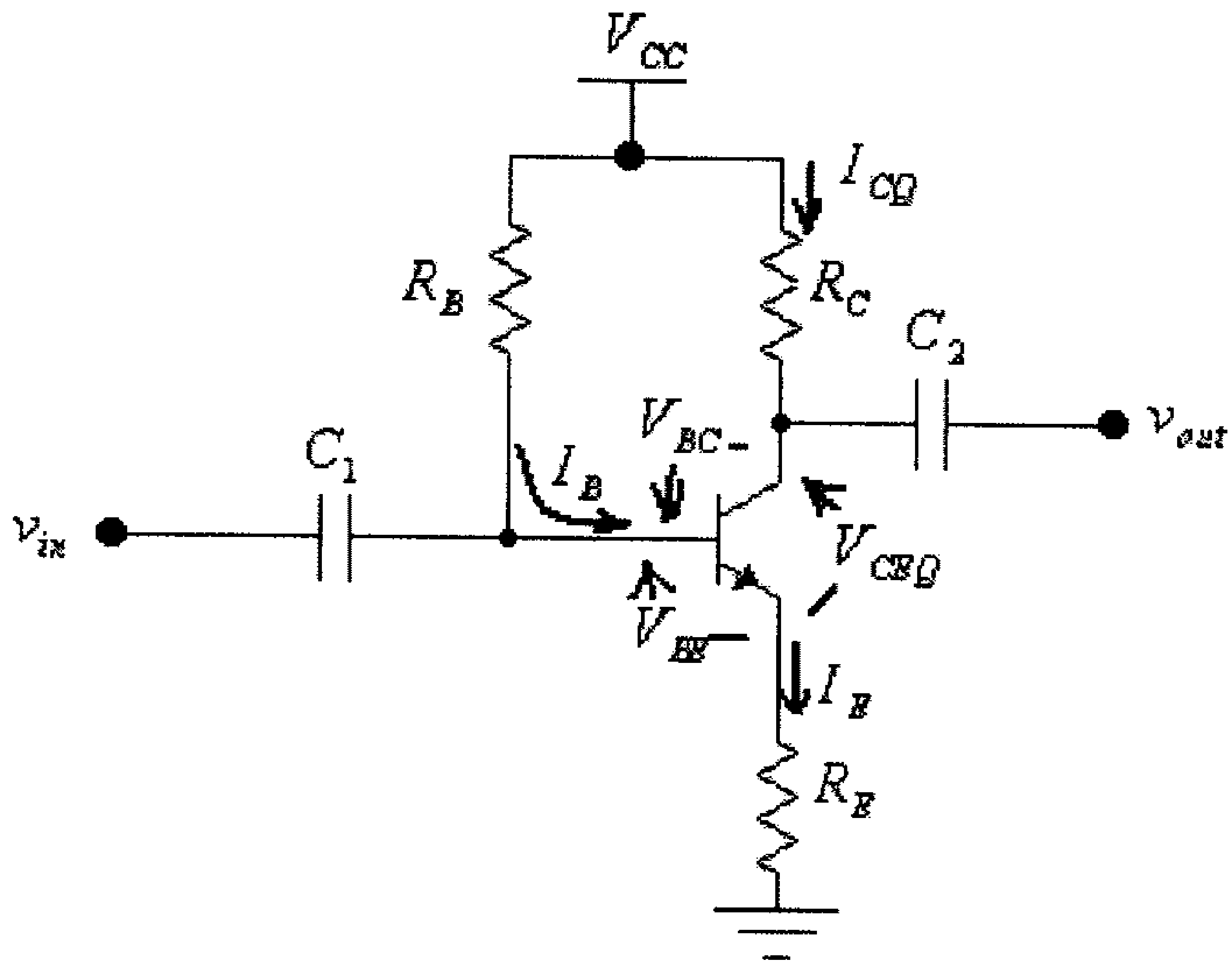
وهذه النقطة مبينة في الشكل أعلاه.

من هذه النقطة نحدد:

$$V_{CEQ} = V_{CQ} = 8V$$
$$I_{CQ} = 3mA$$

4.4 دائرة إنحياز الباعث (Emitter-bias Circuit)

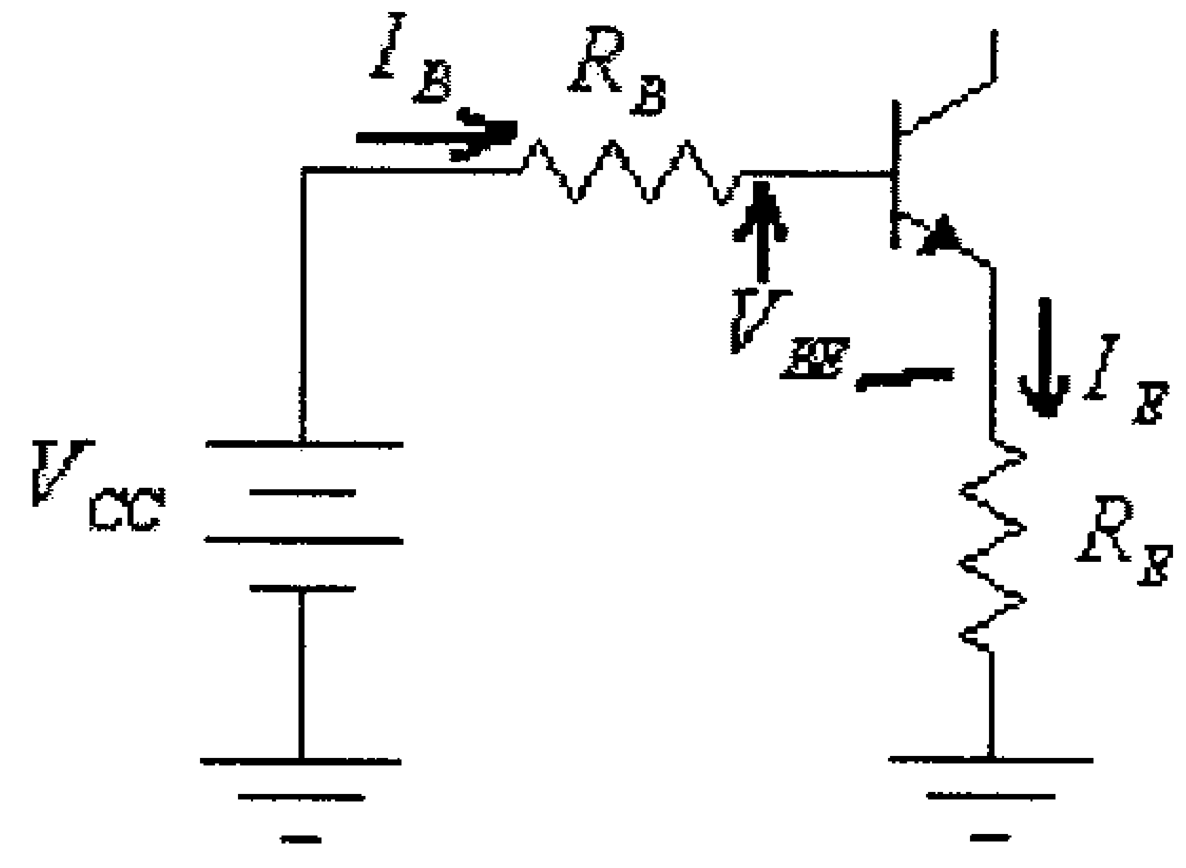
الدائرة التالية تبين دائرة مضخم إشارة بإنحياز الباعث.



شكل (13)

لاحظ أن الفرق بين هذه الدائرة ودائرة الإنحياز الثابت، التي تم شرحها سابقاً، هو إضافة المقاومة R_E في دائرة الباعث، وهذه المقاومة تقلل من تأثير التغير في المعامل β (والذي قد ينتج عن تغير درجة حرارة الترانزيستور) على نقطة عمل الترانزيستور، لذا كثيراً ما تسمى هذه الدائرة أيضاً (emitter-stabilized bias circuit) أي "دائرة إنحياز الباعث المستقرة".

الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي:



شكل (14)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} - I_E.R_E = 0$$

أي أن:

$$V_{CC} - V_{BE} = I_B.R_B + I_E.R_E$$

ومن معرفة أن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

نجد أن:

$$V_{CC} - V_{BE} = I_B.R_B + (\beta + 1).I_B.R_E$$

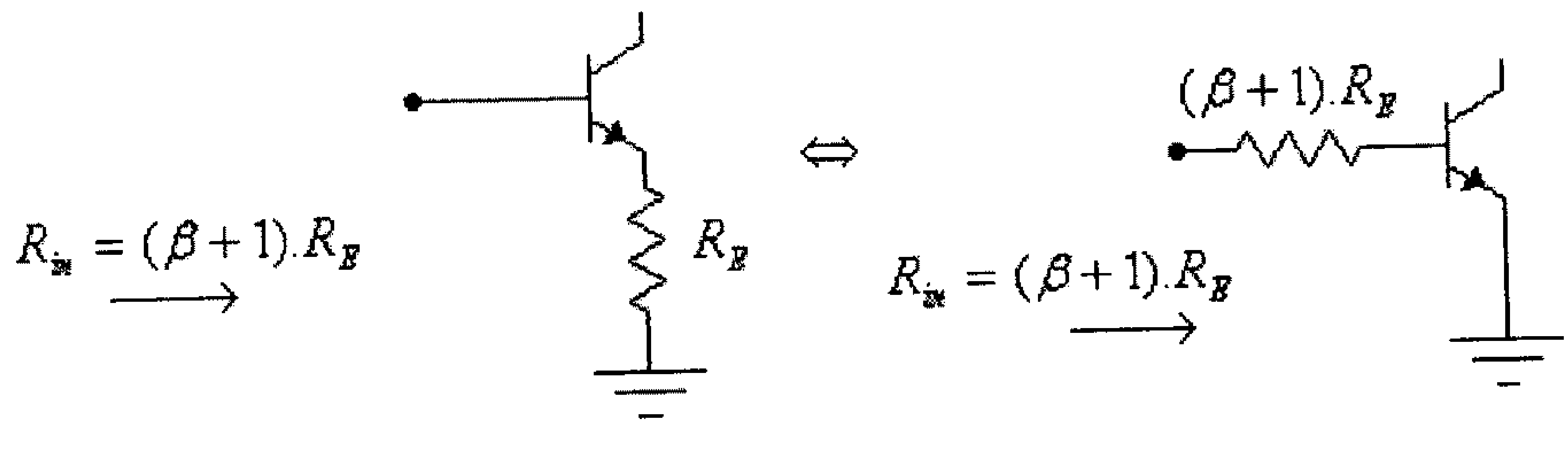
أو:

$$V_{CC} - V_{BE} = I_B.[R_B + (\beta + 1)R_E]$$

وبالتالي فإن:

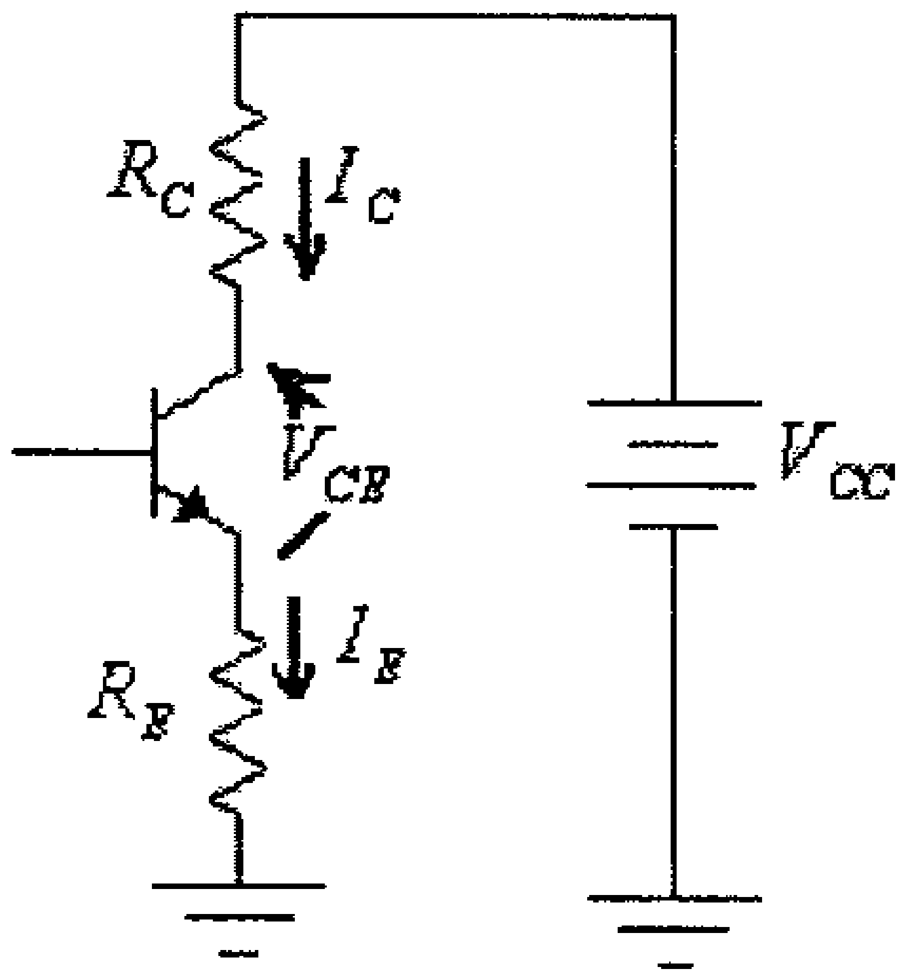
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

لاحظ في هذه المعادلة أن قيمة المقاومة R_E قد ضربت بالثابت $(\beta + 1)$، ويستنتج من هذا أن المقاومة الموصولة في دائرة الباعث (R_E) تكافيء بتأثيرها على مدخل الدائرة مقاومة قيمتها حاصل ضرب المعامل $(\beta + 1)$ بالمقاومة R_E، موصولة مع قاعدة الترانزيستور، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (15)

الدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة هي:



شكل (16)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_C \approx I_E$$

أي أن:

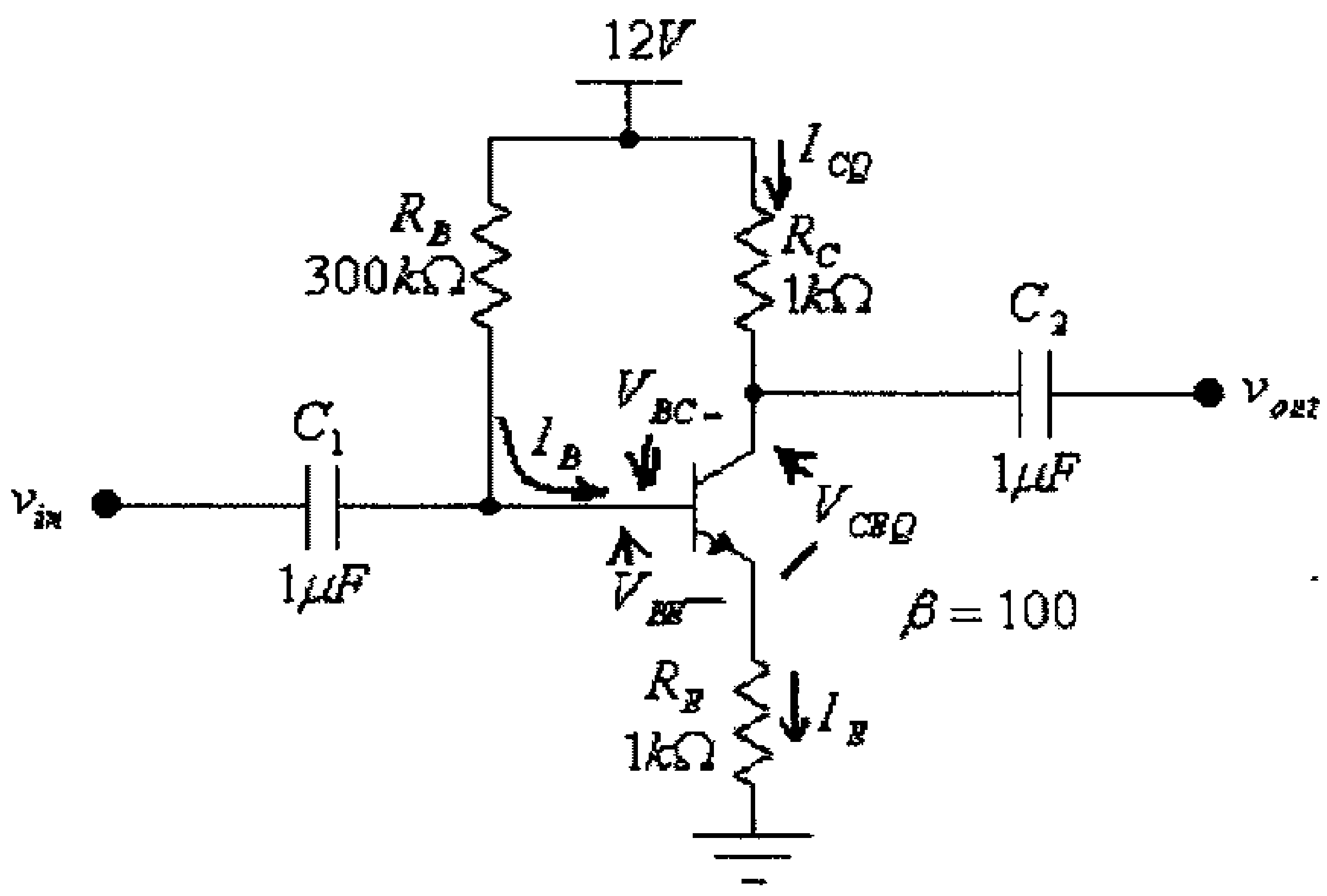
$$V_{CC} - V_{CE} - I_C.(R_C + R_E) = 0$$

وبالتالي فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

مثال (4): لدائرة إنحياز الباعث التالية، أوجد قيمة كل من

V_C و V_B , V_E , V_{BC} , V_{CEQ} , I_{CQ} , I_B



شكل (17)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3 + (101)(1x10^3)} = 0.0000282A = 0.0282mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 100.(0.0282) = 2.82mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.82x10^{-3}(2x10^3) = 6.36V$$

ومن كون أن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

فإن:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -6.36 + 0.7 = -5.66V$$

وكذلك:

$$V_E = I_E.R_E = (2.82x10^{-3}).(1x10^3) = 2.82V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2.82 + 0.7 = 3.52V$$

$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (2.82x10^{-3}).(1x10^3) = 9.18V$$

لاحظ كذلك، بأن:

$$V_{BC} = V_B - V_C = 3.52 - 9.18 = -5.66V$$

وهي نفس القيمة التي حصلنا عليها سابقاً.

وفي هذه الدائرة ، القيمة العظمى لتيار المُجمِّع هي تلك عندما يكون الترانزيستور في حالة إشباع، في هذه الحالة فإن:

$$V_{CE} = V_{CEsat} \approx 0.3V$$

وبالتالي، فإن:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_E}$$

ولمّا كانت قيمة V_{CEsat} قليلة جداً مقارنة مع مع قيمة V_{CC}، فيمكن إعتبار أن:

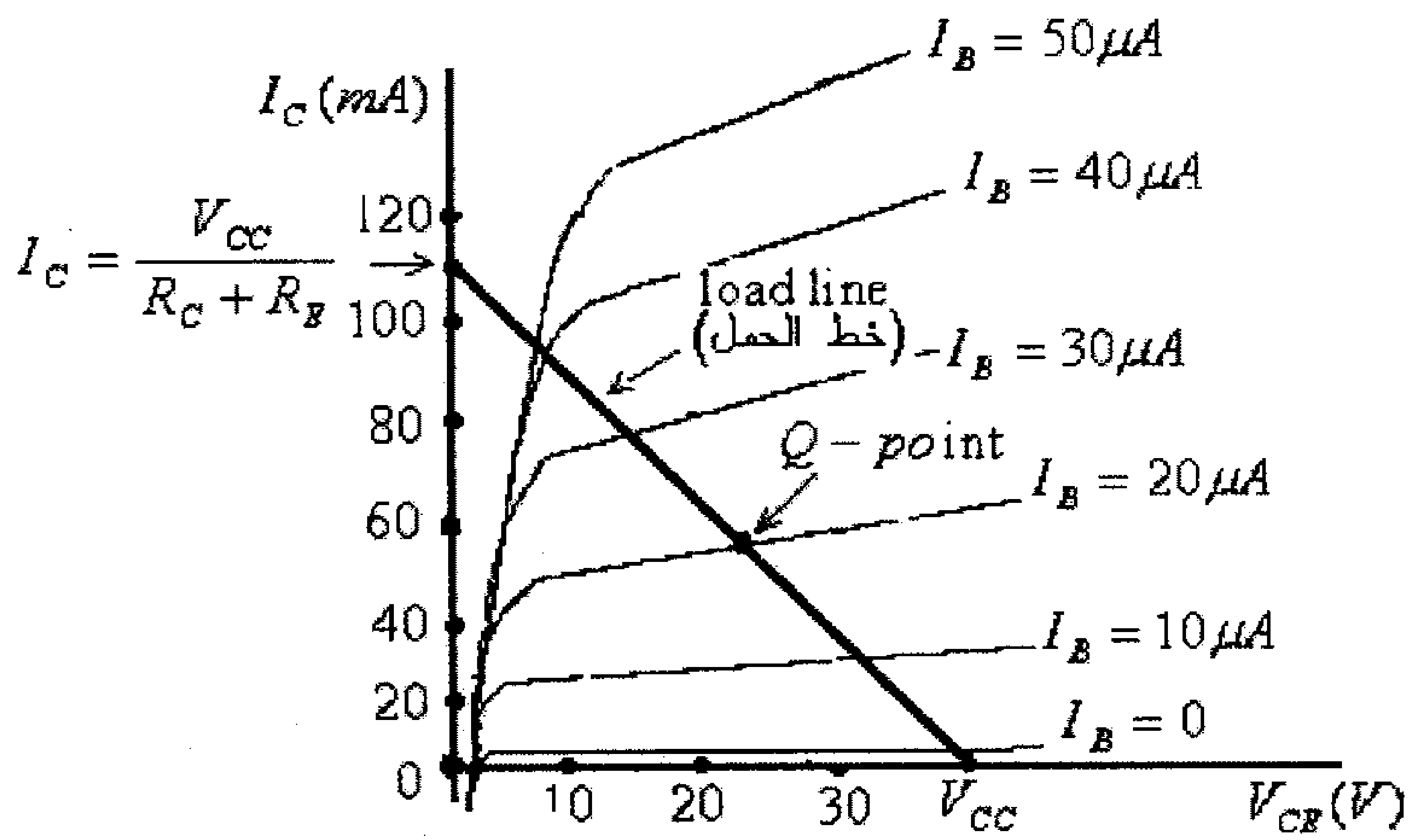
$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

وكما إستُخدمت طريقة خط الحمل (load-line method) في دراسة دائرة الإنحياز الثابت فيمكن إستخدام هذه الطريقة أيضاً لدراسة دائرة إنحياز الباعث.

فللدائرة المخرجية لدائرة إنحياز الباعث، والمبينة في شكل (16) السابق، فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

وكما في دائرة الإنحياز الثابت، فبرسم الخط المستقيم الذي تمثله هذه المعادلة على الرسم الذي يمثل الخاصية المخرجية للترانزيستور، يمكن تحديد نقطة عمل الترانزيستور عند قيمة معينة لتيار القاعدة I_B، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (18)

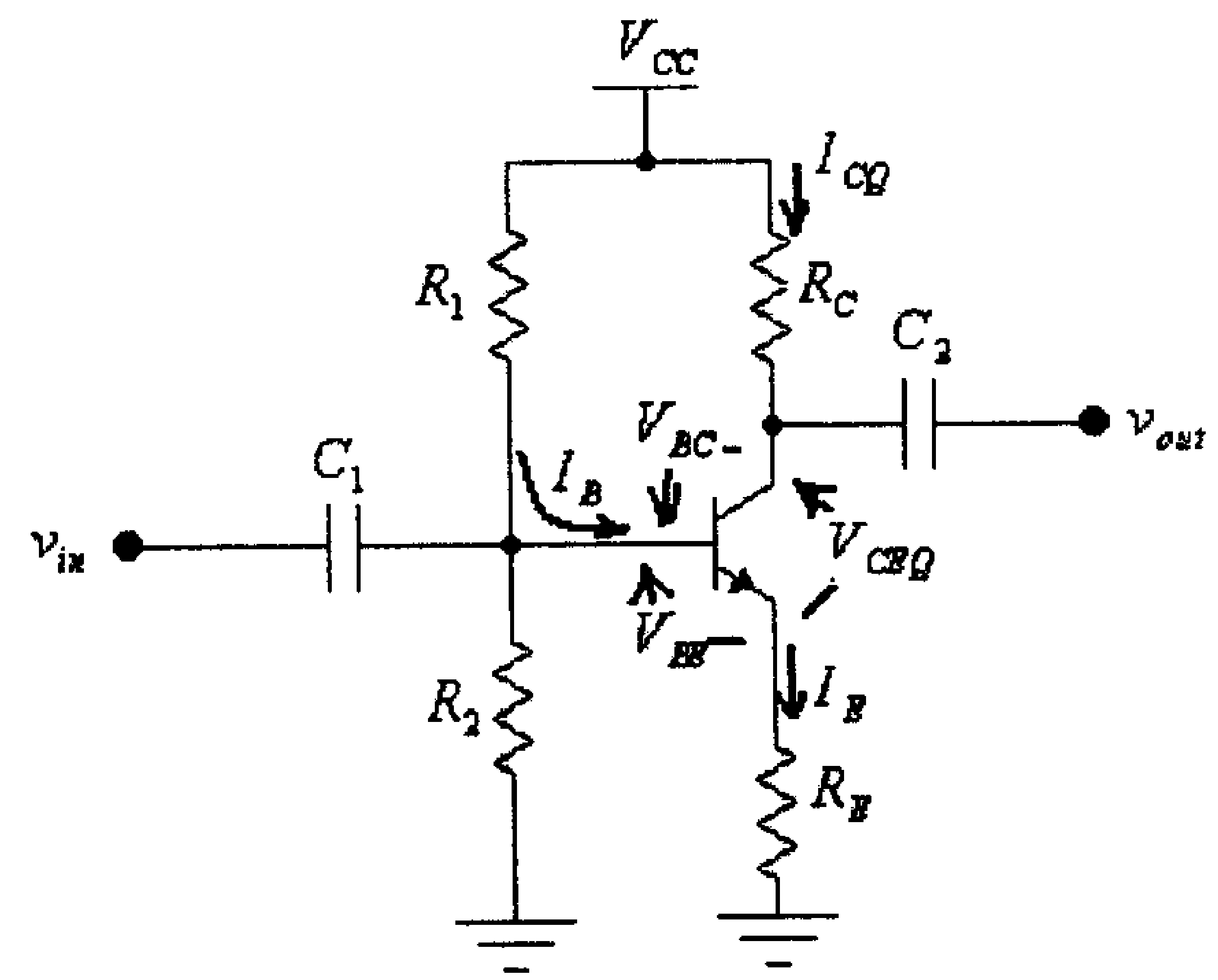
لاحظ أنه،عند $I_C = 0$ فإن $V_{CE} = V_{CC}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي.

وعند $V_{CE} = 0$ فإن $I_C = \dfrac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي.

لاحظ كذلك أن ميل خط الحمل يساوي $-\dfrac{1}{R_C + R_E}$.

4.5 إنحياز مجزىء الفولطية (Voltage-divider Bias)

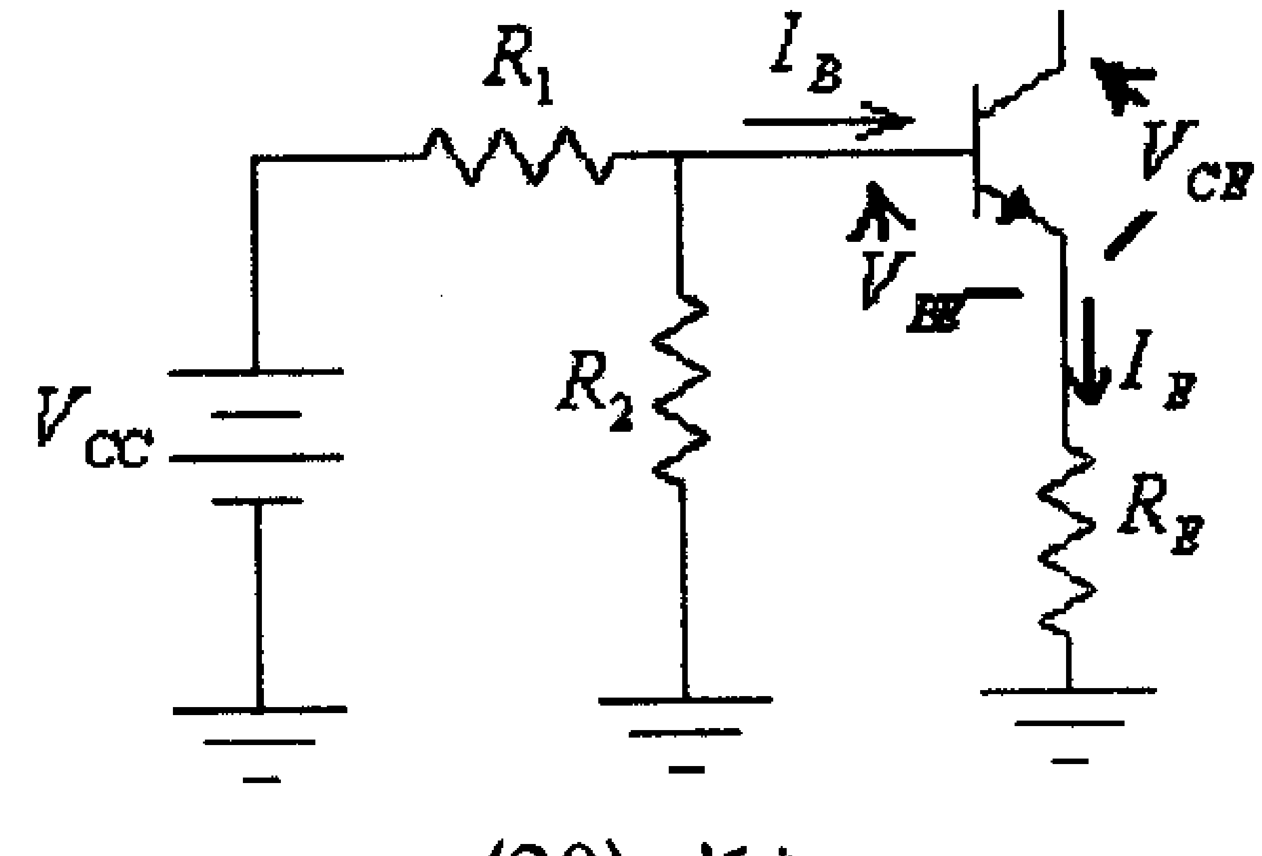
وهذه الدائرة من أكثر دوائر الإنحياز استخداماً. الدائرة التالية تبين دائرة مضخم إشارة بإنحياز مجزىء الفولطية.



شكل (19)

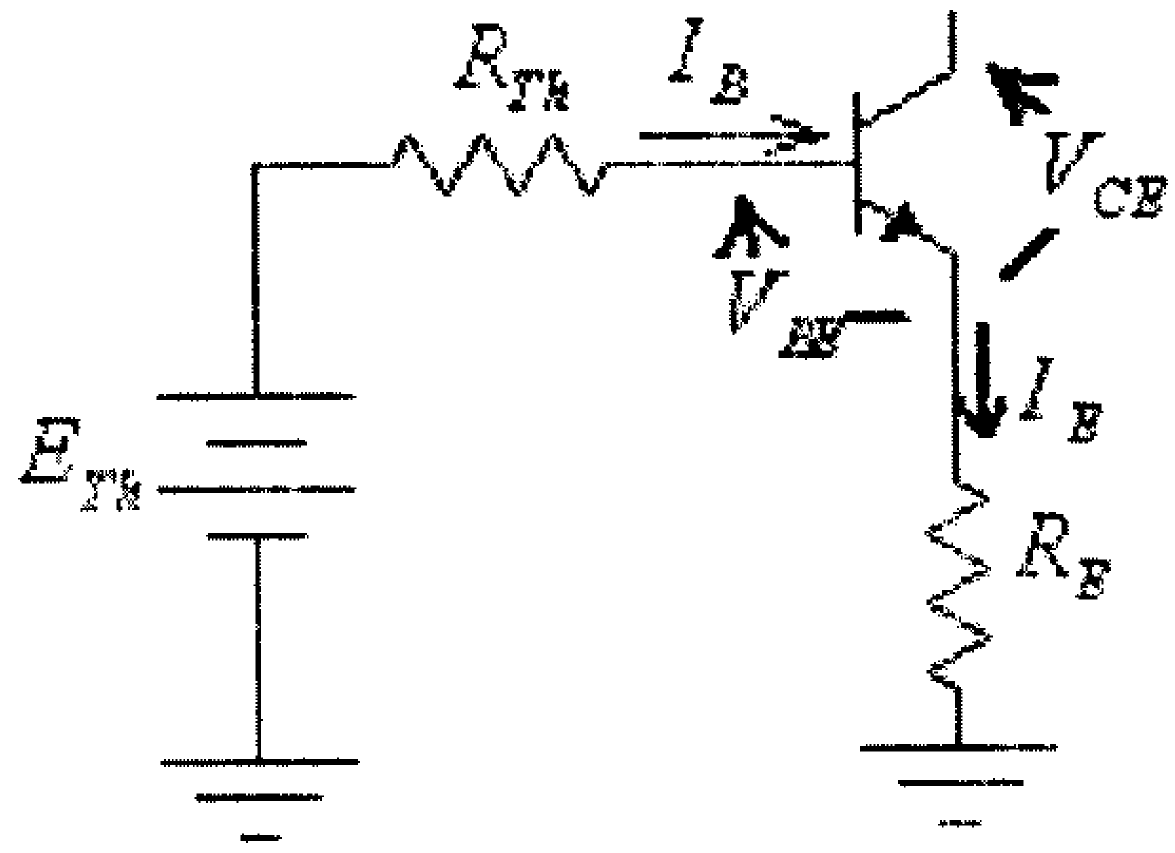
ما يميز هذه الدائرة عن باقي دوائر الإنحياز، التي تم شرحها سابقاً، هو التأثير القليل لتغير المعامل β (والذي قد ينتج عن تغير درجة حرارة الترانزيستور) على نقطة عمل الترانزيستور.

الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي:



شكل (20)

وعند إستبدال الدائرة المُكونة من المقاومتين R_1 و R_2 ومصدر الجهد V_{CC} بمكافئتها، بإستخدام نظرية Thevinen، تصبح هذه الدائرة كما يلي:



شكل (21)

حيث:

$$R_{Th} = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2}$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC} . R_2}{R_1 + R_2}$$

في هذه الدائرة:

$$E_{Th} - I_B . R_{Th} - V_{BE} - I_E . R_E = 0$$

أي أن:

$$E_{Th} - V_{BE} = I_B . R_{Th} + I_E . R_E$$

ومن معرفة أن:

$$I_E = (\beta + 1) . I_B$$

نجد أن:

$$E_{Th} - V_{BE} = I_B . R_{Th} + (\beta + 1) . I_B . R_E$$

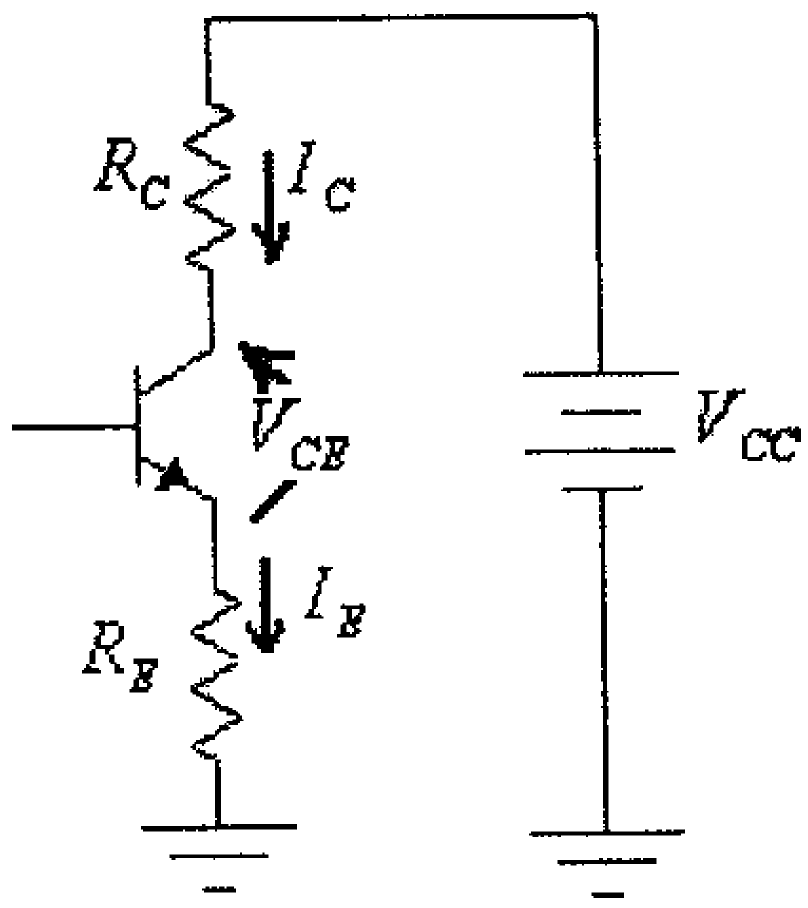
أي أن:

$$E_{Th} - V_{BE} = I_B . [R_{Th} + (\beta + 1) R_E]$$

وبالتالي، فإن:

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1) R_E}$$

والدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة هي:



شكل (22)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_C \approx I_E$$

أي أن:

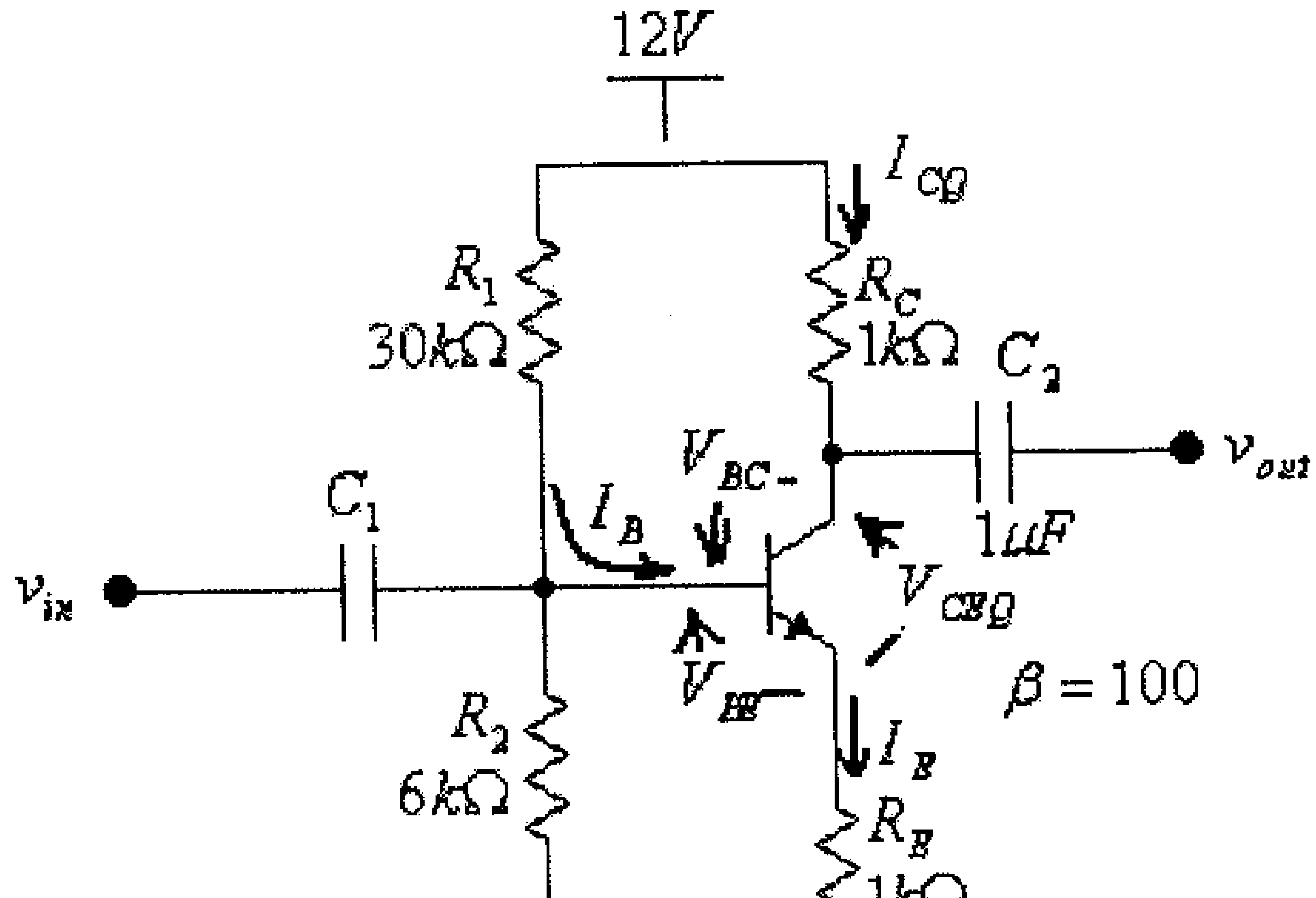
$$V_{CC} - V_{CE} - I_C.(R_C + R_E) = 0$$

وبالتالي فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

مثال (5): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من:

I_B ، I_{CQ} ، V_{CEQ} ، V_{BE} ، V_{BC} ، V_B ، V_E و V_C.



شكل (23)

الحل:

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30x10^3)(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 5x10^3\,\Omega = 5k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12.(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 2V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{5x10^3 + (100 + 1).(1x10^3)} = 0.123x10^{-4}\,A = 0.0123mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 100.(0.0123) = 1.23mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 1.23x10^{-3}(2x10^3) = 9.54V$$

$$V_{BE} = 0.7V$$

ومن كون أن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -9.54 + 0.7 = -8.84V$$

وكذلك:

$$V_B = E_{Th} - I_B.R_{Th} = 2 - (0.0123x10^{-3})(5x10^3) = 1.94V$$

أو:

$$V_B = I_E.R_E + V_{BE} = (\beta + 1).I_B.R_E + V_{BE} = (100 + 1).(0.0123x10^{-3}).(1x10^3) + 0.7 = 1.94V$$

وكذلك:

$$V_E = I_E.R_E = (\beta + 1).I_B.R_E = (100 + 1).(0.0123x10^{-3})(1x10^3) = 1.24V$$

أو:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.94 - 0.7 = 1.24V$$

و:

$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (1.23x10^{-3}).(1x10^3) = 10.77V$$

أو:

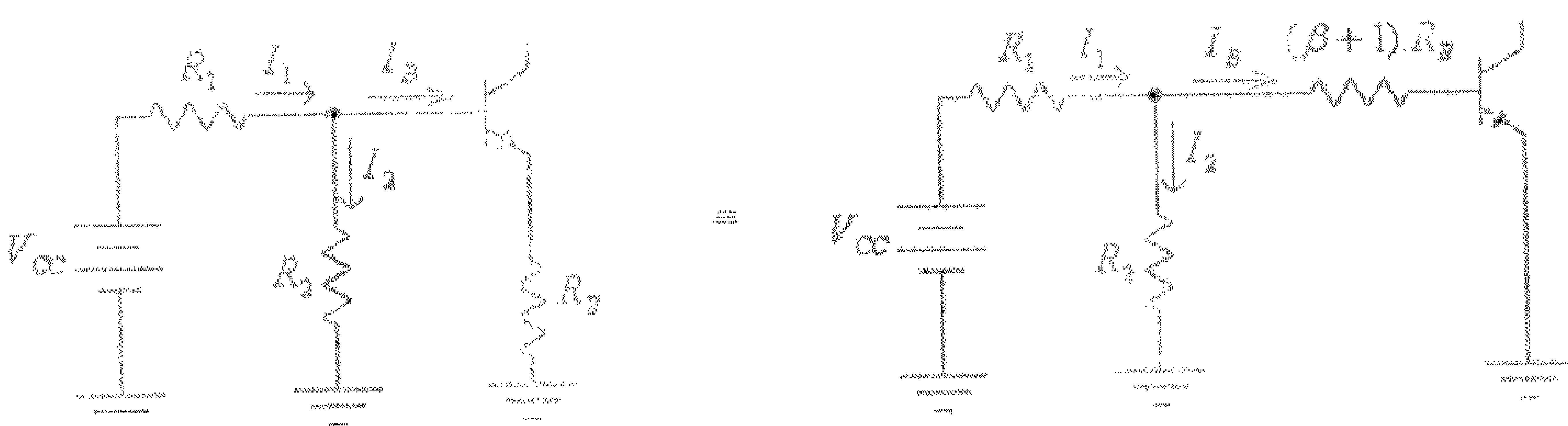
$$V_C = V_E + V_{CE} = 1.24 + 9.54 = 10.78V$$

لاحظ كذلك، بأن V_{BC} يمكن ايجادها كالتالي:

$$V_{BC} = V_B - V_C = 1.94 - 10.77 = -8.83V$$

ملاحظة: الفرق البسيط بين الإجابات لكل من قيم V_{BC} و V_C ناتج عن التقريب الموجود في إحتساب القيم المختلفة (إستخدام عدد محدود من الخانات للتعبير عن الأعداد).

وبالعودة الى الدائرة المكافئة لمدخل دائرة إنحياز مجزىء الفولطية، والمبينة في الشكل (20) السابق، ويمعرفة أن المقاومة R_E والموصولة مع الباعث تكافيء مقاومة بقيمة $(\beta+1).R_E$ موصولة مع القاعدة، فإن هذه الدائرة تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (24)

في هذه الدائرة يلاحظ أن التيار I_1 يتجزأ الى التيارين I_2 و I_B، وكلما كانت القيمة $(\beta+1).R_E$ أكبر من قيمة R_2 كلما قل مقدار تيار القاعدة I_B. ولتبسيط العمليات الحسابية فعندما تكون القيمة $(\beta+1).R_E$ أكبر أو تساوي عشرة أضعاف قيمة R_2 يمكن إعتبار أن تيار القاعدة I_B قليلٌ جداً مقارنةً مع قيمة كل من التيارين I_1 و I_2 وبالتالي يمكن إهماله، أي أنه عندما يتحقق الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ يمكن إفتراض أن $I_B = 0$. في هذه الحالة وبالتدقيق بدائرة إنحياز مجزىء الفولطية المبينة في شكل (19) السابق فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$I_C = I_E$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C)$$

ولما كانت هذه الطريقة تفترض أن قيمة التيار I_B تساوي صفراً، فكثيراً ما تسمى هذه الطريقة بالطريقة التقريبية (approximate method)، على عكس الطريقة التي يتم فيها إيجاد القيمة الدقيقة لتيار القاعدة، والتي شرحت سابقاً، والتي تسمى الطريقة الدقيقة (exact method).

مثال (6): أعد حل المثال السابق بإستخدام الطريقة التقريبية.

الحل:

الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 100(1x10^3) = 100x10^3\,\Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(6x10^3) = 60x10^3\,\Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method)، وعليه فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 2V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2 - 0.7 = 1.3V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.3}{1x10^3} = 0.0013A = 1.3mA$$

$$I_{CQ} = I_E = 1.3mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) = 12 - 1.3x10^{-3}(1x10^3 + 1x10^3) = 9.4V$$

لاحظ الفرق البسيط بين قيم كل من I_{CQ} و V_{CEQ} التي تم ايجادها بالطريقتين الدقيقة (مثال 5) والتقريبية (مثال 6)، فالخطأ النسبي في قيمة I_{CQ} هو:

$$\left|\frac{1.3 - 1.23}{1.23}\right| x100\% = 5.7\%$$

والخطأ النسبي في قيمة V_{CEQ} هو:

$$\left|\frac{9.4 - 9.54}{9.54}\right| x100\% = 1.47\%$$

لذا فعندما يكون الشرط $\beta.R_E \geq 10.R_2$ محققاً يمكن إستخدام الطريقة التقريبية في دراسة دائرة إنحياز مجزىء الفولطية.

وكما في حالة دوائر الإنحياز السابقة، فإن القيمة العظمى لتيار المُجمِّع هي تلك عندما يكون الترانزيستور في حالة إشباع، في هذه الحالة فإن:

$$V_{CE} = V_{CEsat} = 0.3V$$

و:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_E}$$

ولمّا كانت قيمة V_{CEsat} قليلة جداً مقارنة مع مع قيمة V_{CC}، فيمكن إعتبار أن:

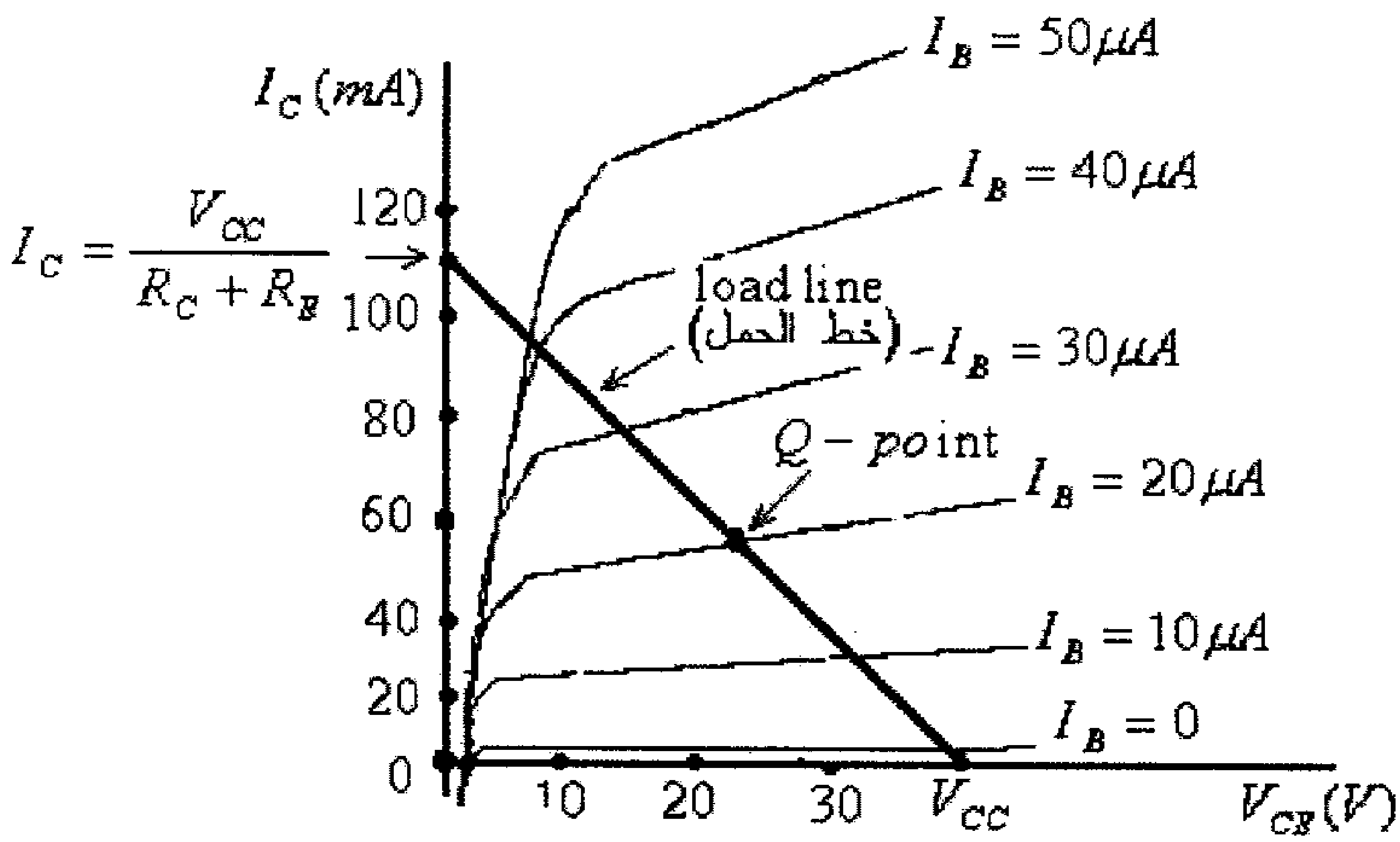
$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

وكما إستُخدمت طريقة خط الحمل (load-line method) في دراسة دوائر الإنحياز السابقة، فيمكن إستخدام هذه الطريقة أيضاً لدراسة دائرة إنحياز مجزىء الفولطية.

فللدائرة المخرجية لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية، والمبينة في شكل (22) السابق فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

وبرسم الخط المستقيم الذي تمثله هذه المعادلة على الرسم الذي يمثل الخاصية المخرجية للترانزيستور، يمكن تحديد نقطة عمل الترانزيستور عند قيمة معينة لتيار القاعدة I_B، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



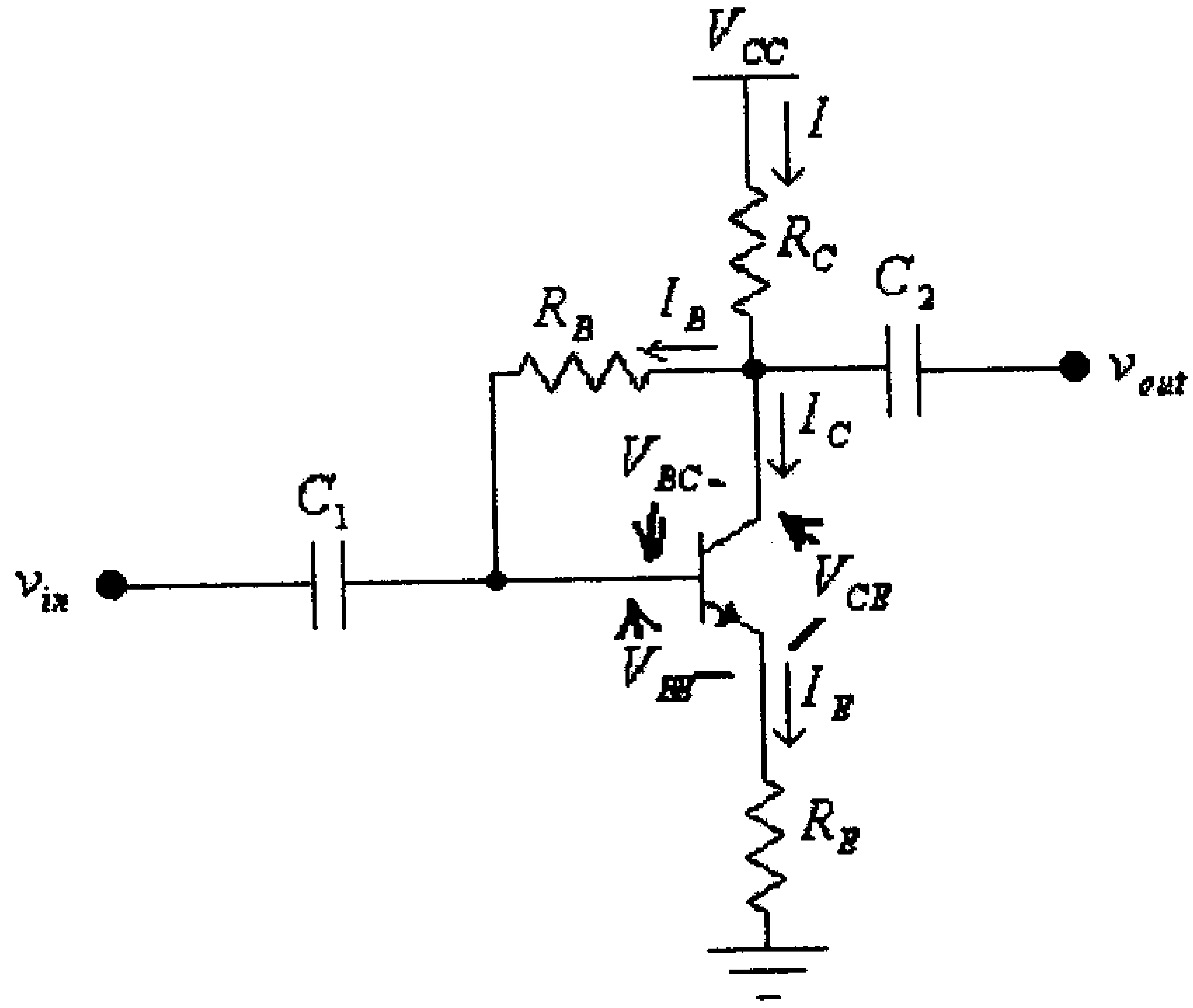
شكل (25)

لاحظ أنه، وعند $I_C = 0$ فإن $V_{CE} = V_{CC}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي. وعند $V_{CE} = 0$ فإن $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي. لاحظ أن ميل خط الحمل يساوي $-\frac{1}{R_C + R_E}$.

4.6 دائرة إنحياز مع فولطية راجعة

(Bias Circuit With Voltage Feedback)

الدائرة التالية تبين مضخم إشارة بدائرة إنحياز مع فولطية راجعة.



شكل (26)

وما يميز هذه الدائرة هو وجود المقاومة R_B والمربوطة بين مُجمِّع الترانزيستور (مخرج المضخم) وقاعدته (مدخل المضخم) وهذا يقلل تأثير تغير المعامل β (والذي قد ينتج عن تغير درجة حرارة الترانزيستور) على نقطة عمل الترانزيستور.

في هذه الدائرة:

$$I = I_C + I_B = I_E$$

ولمّا كان:

$$I_B << I_C$$

فيمكن إعتبار أن:

$$I = I_C = I_E$$

ولمدخل هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I.R_C - I_B.R_B - V_{BE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن، وكما ذُكر سابقاً، فإن:

$$I = I_C = I_E = \beta.I_B$$

أي أن:

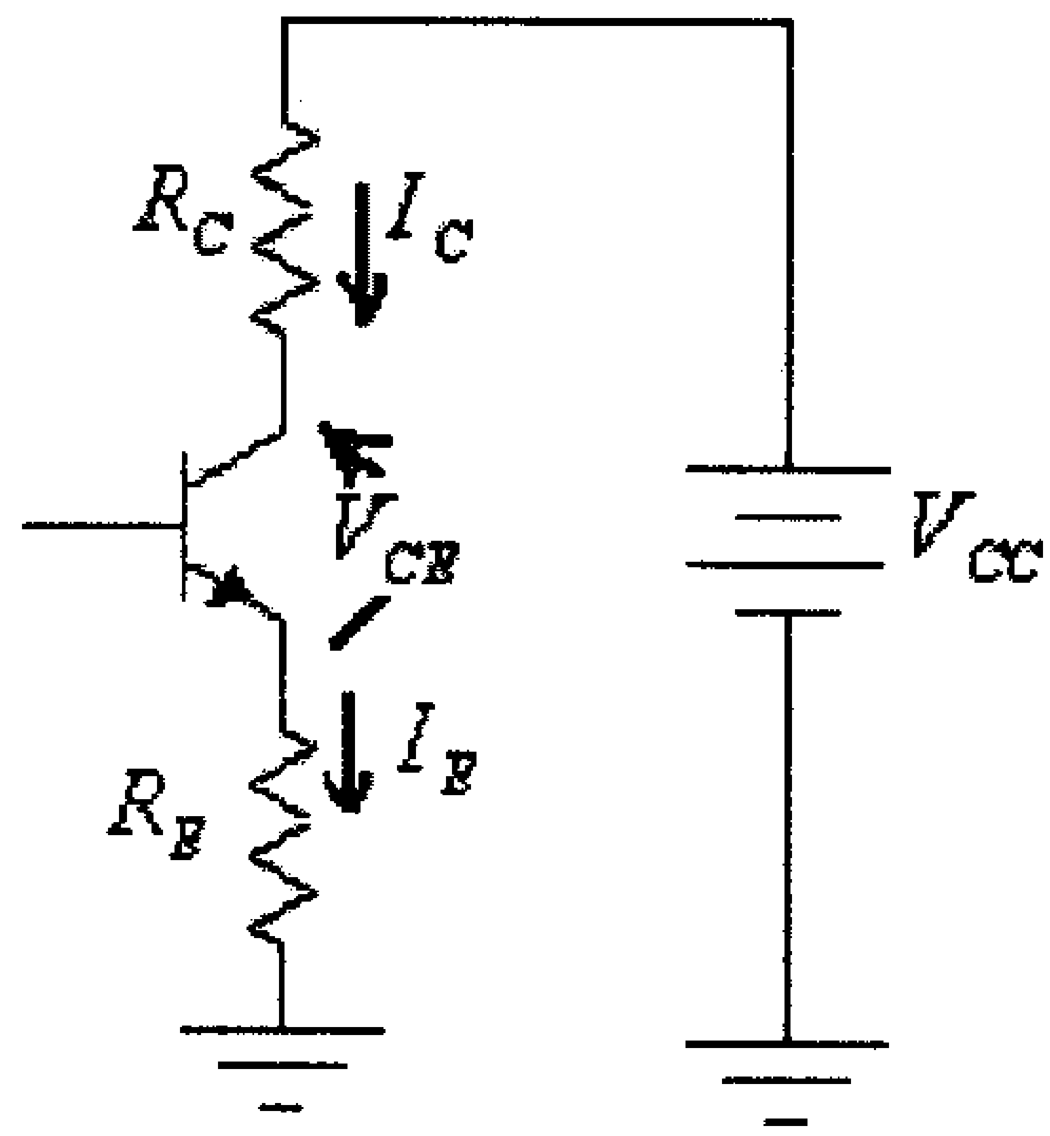
$$V_{CC} - V_{BE} = \beta.I_B.R_C + I_B.R_B + \beta.I_B.R_E = I_B.[R_B + \beta.(R_C + R_E)]$$

ومنها:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)}$$

لاحظ أن أي مقاومة موصولة مع مُجمّع أو باعث الترانزيستور تكافيء مقاومة موصولة مع القاعدة بعد ضربها بمعامل تضخيم التيار للترانزيستور (المعامل β).

الدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة هي:



شكل (27)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن، وكما ذُكر سابقاً:

$$I_C \approx I_E$$

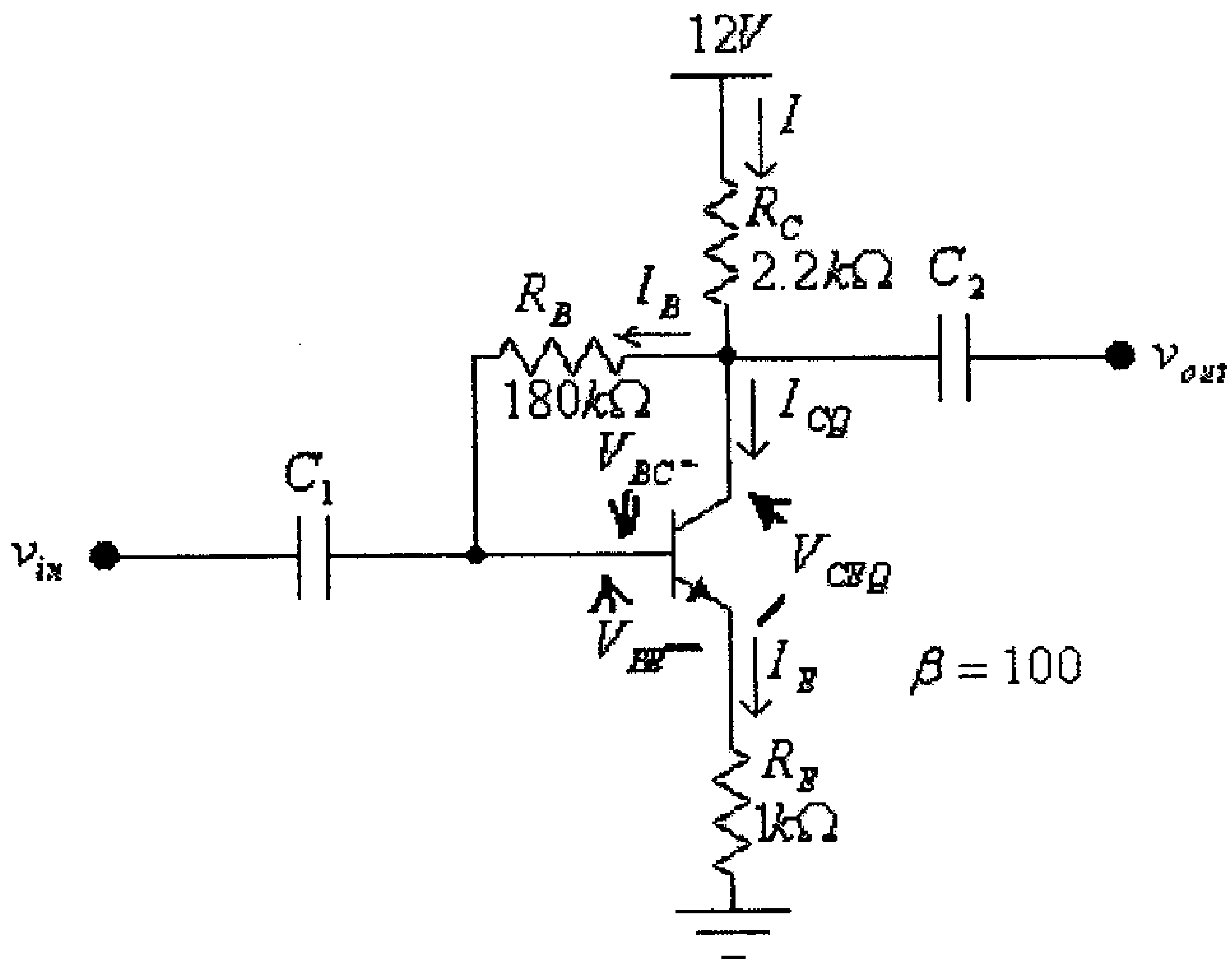
أي أن:

$$V_{CC} - V_{CE} - I_C.(R_C + R_E) = 0$$

وبالتالي فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

مثال (7): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من : I_{CQ} و V_{CEQ}.



شكل (28)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + (100).(2.2x10^3 + 1x10^3)} = 22.6x10^{-6}A = 22.6\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(22.6x10^{-6}) = 2.26mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.26x10^{-3}(2.2x10^3 + 1x10^3) = 4.77V$$

وكما في حالة دوائر الإنحياز السابقة، فإن القيمة العظمى لتيار المُجمِّع هي تلك عندما يكون الترانزيستور في حالة إشباع، أي أن:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C + R_E}$$

ولمّا كانت قيمة V_{CEsat} قليلة جداً مقارنةً مع قيمة V_{CC}، فيمكن إعتبار أن:

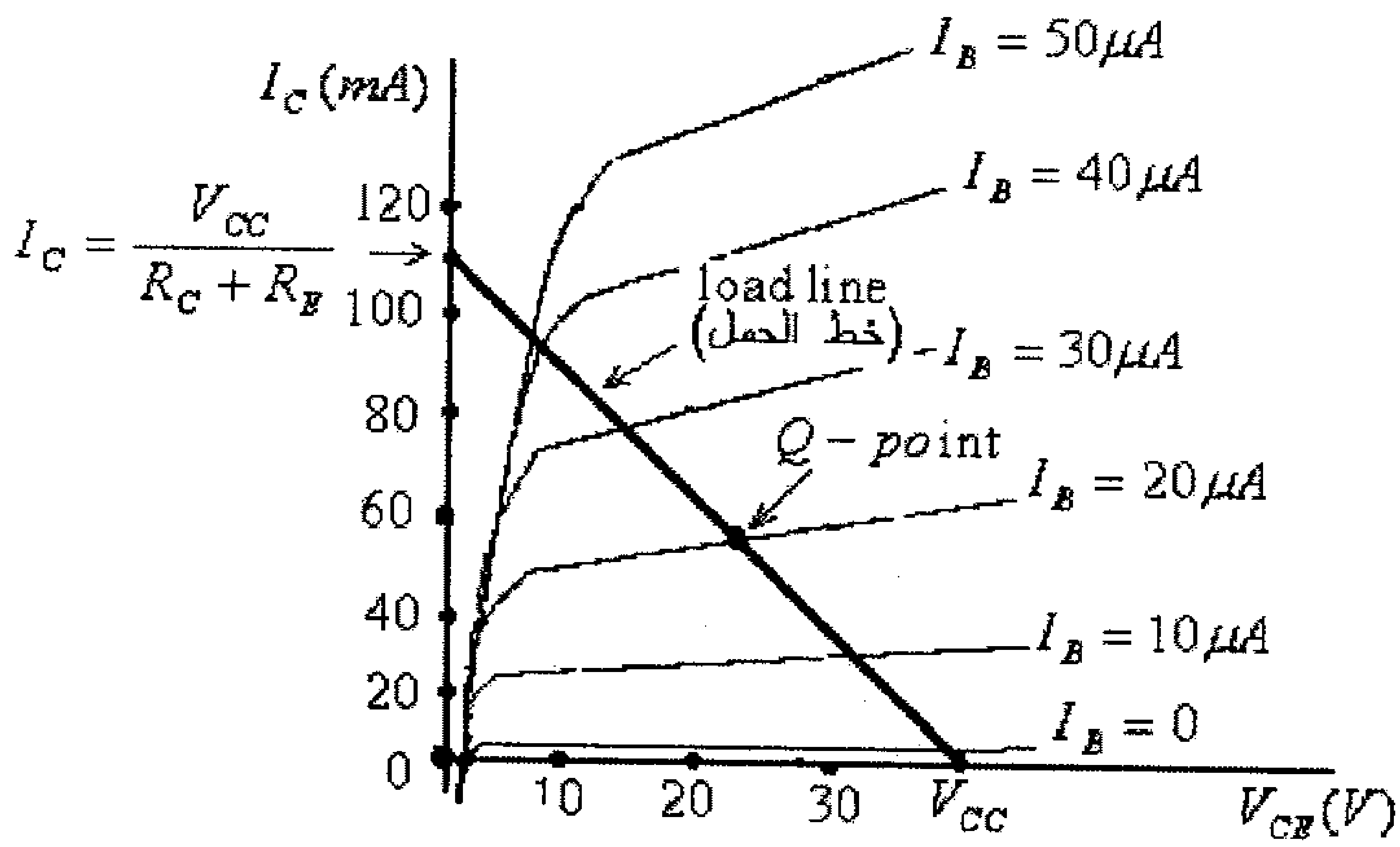
$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

وكما إستُخدمت طريقة خط الحمل (load-line method) في دراسة دوائر الإنحياز السابقة فيمكن إستخدام هذه الطريقة في دراسة دوائر الإنحياز بفولطية راجعة.

فللدائرة المخرجية لدائرة الإنحياز بفولطية راجعة والمبينة في شكل (27) السابق، فإن:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C.(R_C + R_E)$$

فبرسم الخط المستقيم الذي تمثله هذه المعادلة على الرسم الذي يمثل الخاصية المخرجية للترانزيستور، يمكن تحديد نقطة عمل الترانزيستور عند قيم مختلفة لتيار القاعدة I_B، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (29)

احظ أنه، عند $I_C = 0$ فإن $V_{CE} = V_{CC}$، وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي.

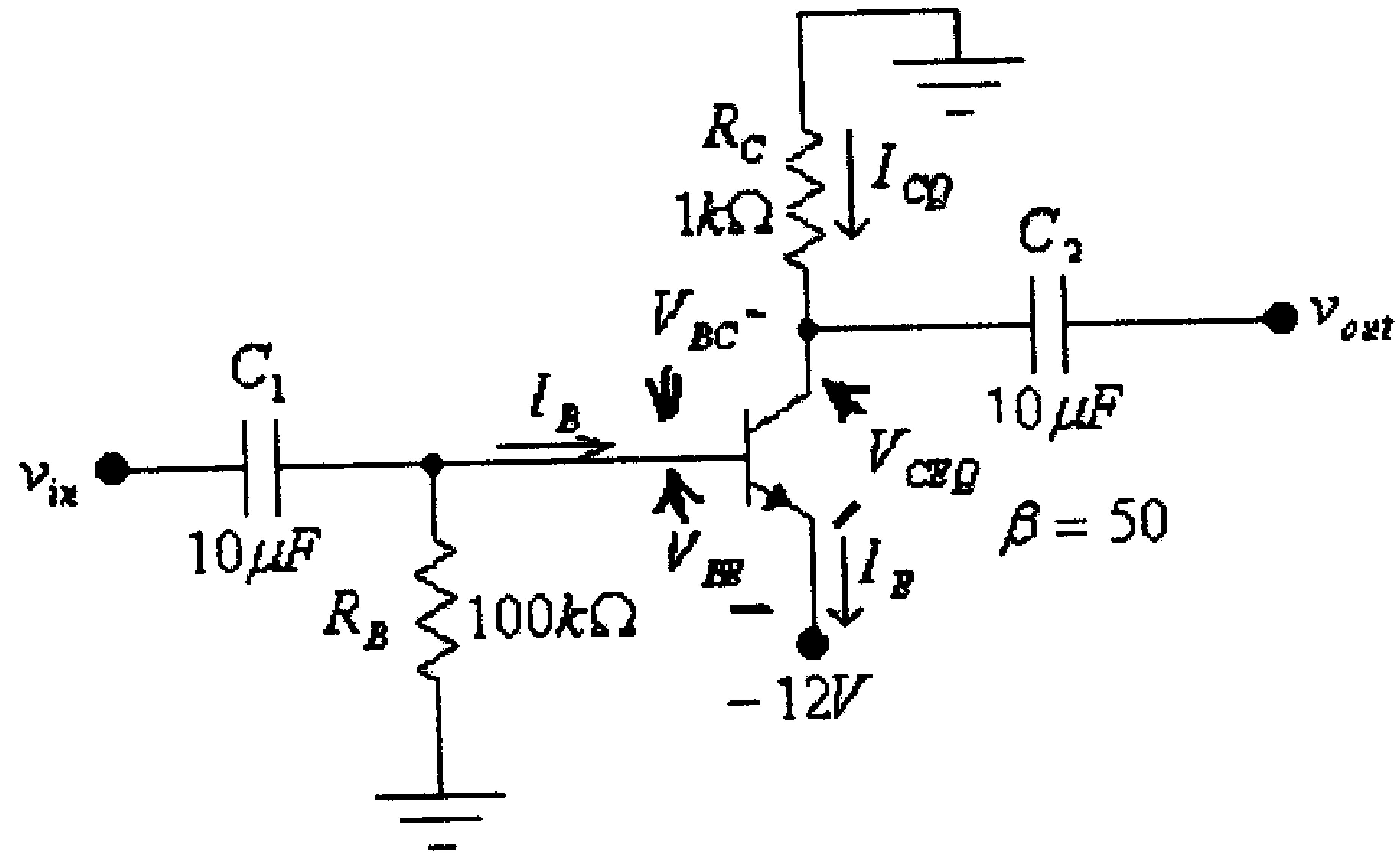
وعند $V_{CE} = 0$ فإن $I_C = \dfrac{V_{CC}}{R_C + R_E}$ وهذه هي نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي.

لاحظ كذلك أن ميل خط الحمل يساوي $-\dfrac{1}{R_C + R_E}$.

4.7 بعض دوائر الإنحياز الأُخرى

تناولنا فيما سبق دراسة وتحليل بعض دوائر الإنحياز الأساسية، إلا أنه يوجد العديد من دوائر الإنحياز الأخرى والتي سنعرض فيما يلي بعض الأمثلة عليها.

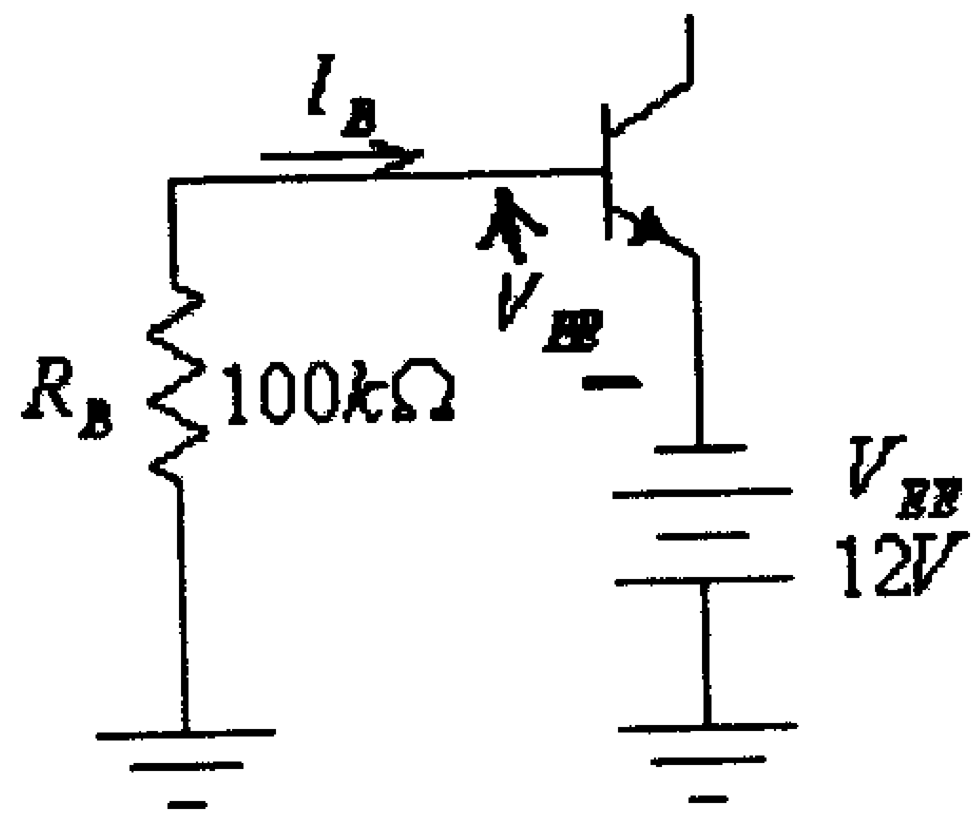
مثال (8): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_B ، I_{CQ} ، I_E ، V_E ، V_{BE} ، V_{CEQ} ، V_C ، V_B و V_{BC}



شكل (30)

الحل:

الدائرة المدخلية هي:



شكل (31)

في هذه الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{100x10^3} = 0.000113A = 0.113mA$$

وكذلك:

$$I_{CQ} = \beta . I_B = (50).(0.113) = 5.65mA$$

و:

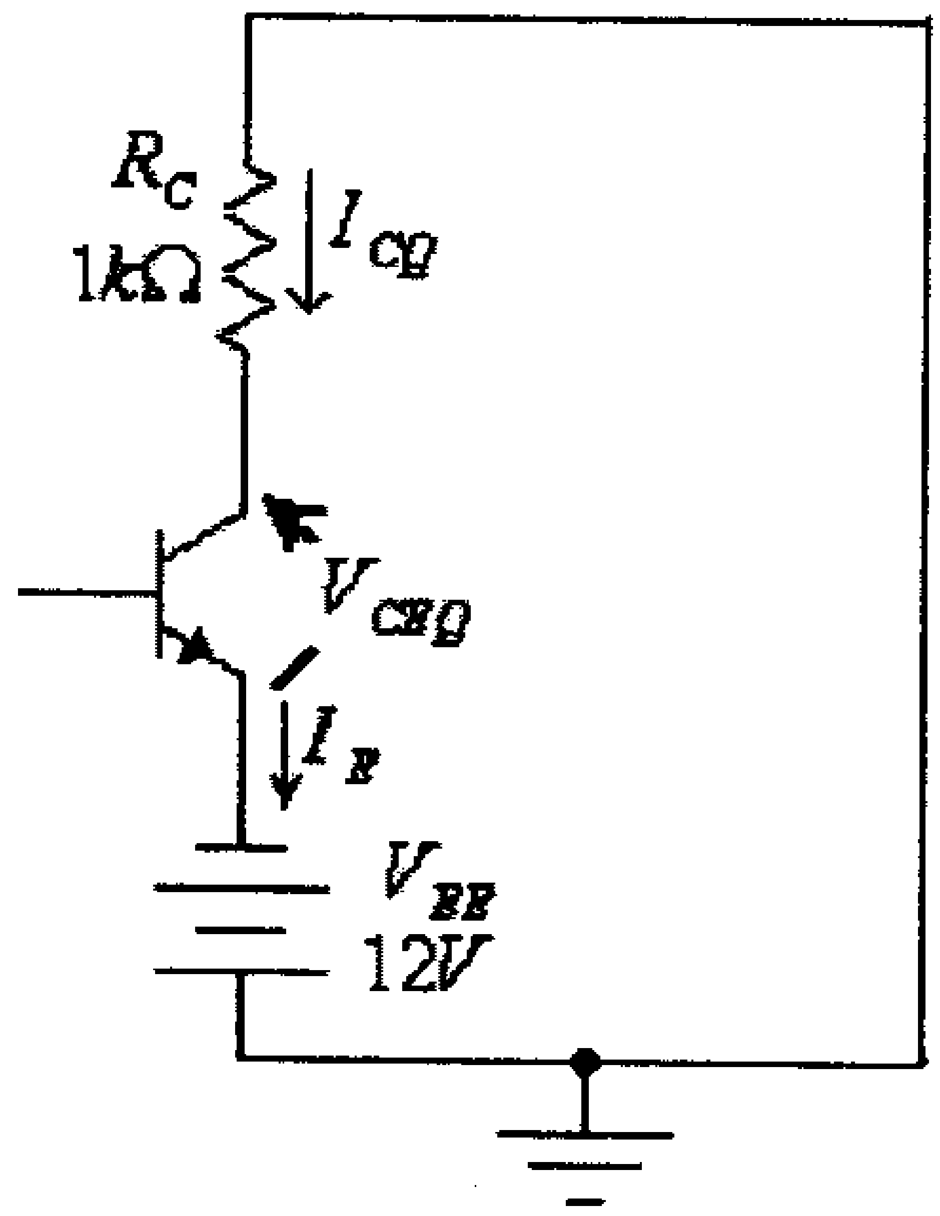
$$I_E = I_{CQ} + I_B = 5.67mA$$

$$V_E = -12V$$

$$V_{BE} = 0.7V$$

$$V_B = -V_{EE} + V_{BE} = -12 + 0.7 = -11.3V$$

الدائرة المخرجية هي:



شكل (32)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - I_{CQ}.R_C - V_{CEQ} = 0$$

ومنها:

$$V_{CEQ} = V_{EE} - I_{CQ}.R_C = 12 - (5.65x10^{-3}).(1x10^3) = 6.35V$$

و:

$$V_C = -I_C.R_C = (-5.65x10^{-3}).(1x10^3) = -5.65V$$

أو:

$$V_C = -V_{EE} + V_{CE} = -12 + 6.35 = -5.65V$$

وكذلك:

$$V_{BC} = V_B - V_C = -11.3 + 5.65 = -5.65V$$

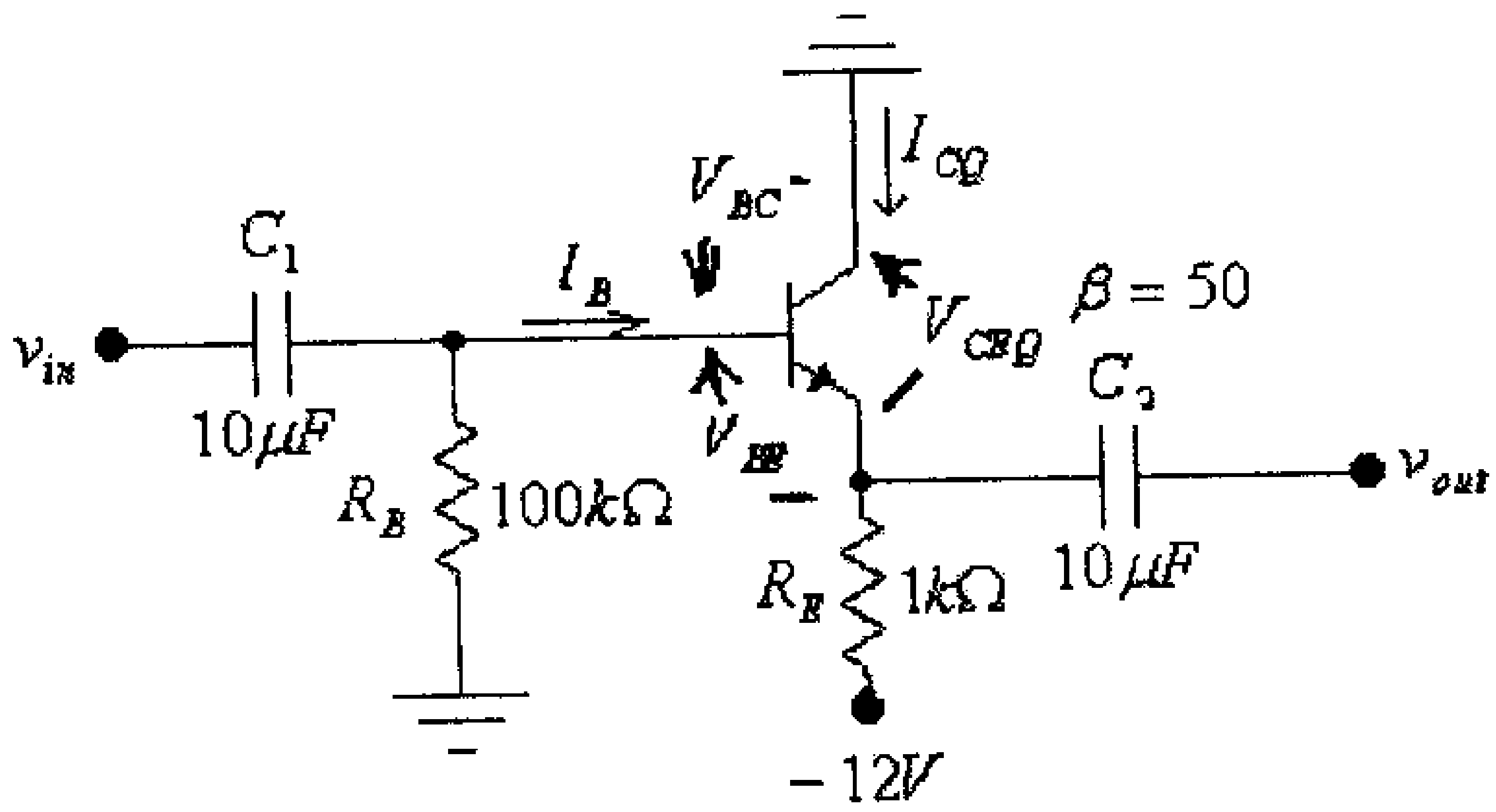
أو من المعادلة:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد:

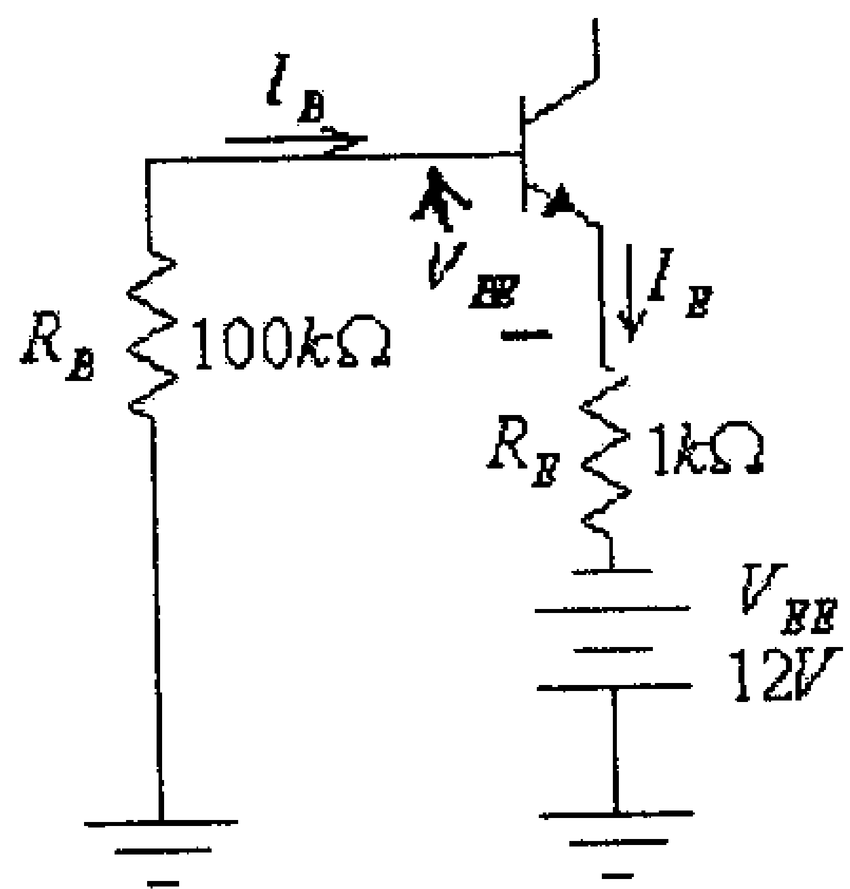
$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0.7 - 6.35 = -5.65V$$

مثال (9): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل مـــن: I_B , I_{CQ} , I_E , V_E , V_{BE} , V_{CEQ} , V_C , V_B و V_{BC}



شكل (33)

الدائرة المدخلية هي:



شكل (34)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - I_B.R_B - V_{BE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

أي أن:

$$V_{EE} - V_{BE} - I_B[R_B + (\beta + 1).R_E] = 0$$

ومنها:

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{100x10^3 + (50 + 1).(1x10^3)} = 0.000075A = 75\mu A$$

$$I_C = \beta.I_B = (50).(75) = 3750\mu A = 3.75mA$$

$$I_E = I_C + I_B = 3.825mA$$

$$V_E = -V_{EE} + I_E.R_E = -12 + (3.825x10^{-3}).(1x10^3) = -8.175V$$

أو:

$$V_E = -I_B.R_B - V_{BE} = -(75x10^{-6}).(100x10^3) - 0.7 = -8.2V$$

لاحظ أن الفرق بين هاتين الإجابتين ناتج عن تقريب قيمة I_B لمنزلتين عشريتين فقط.

$$V_{BE} = 0.7V$$

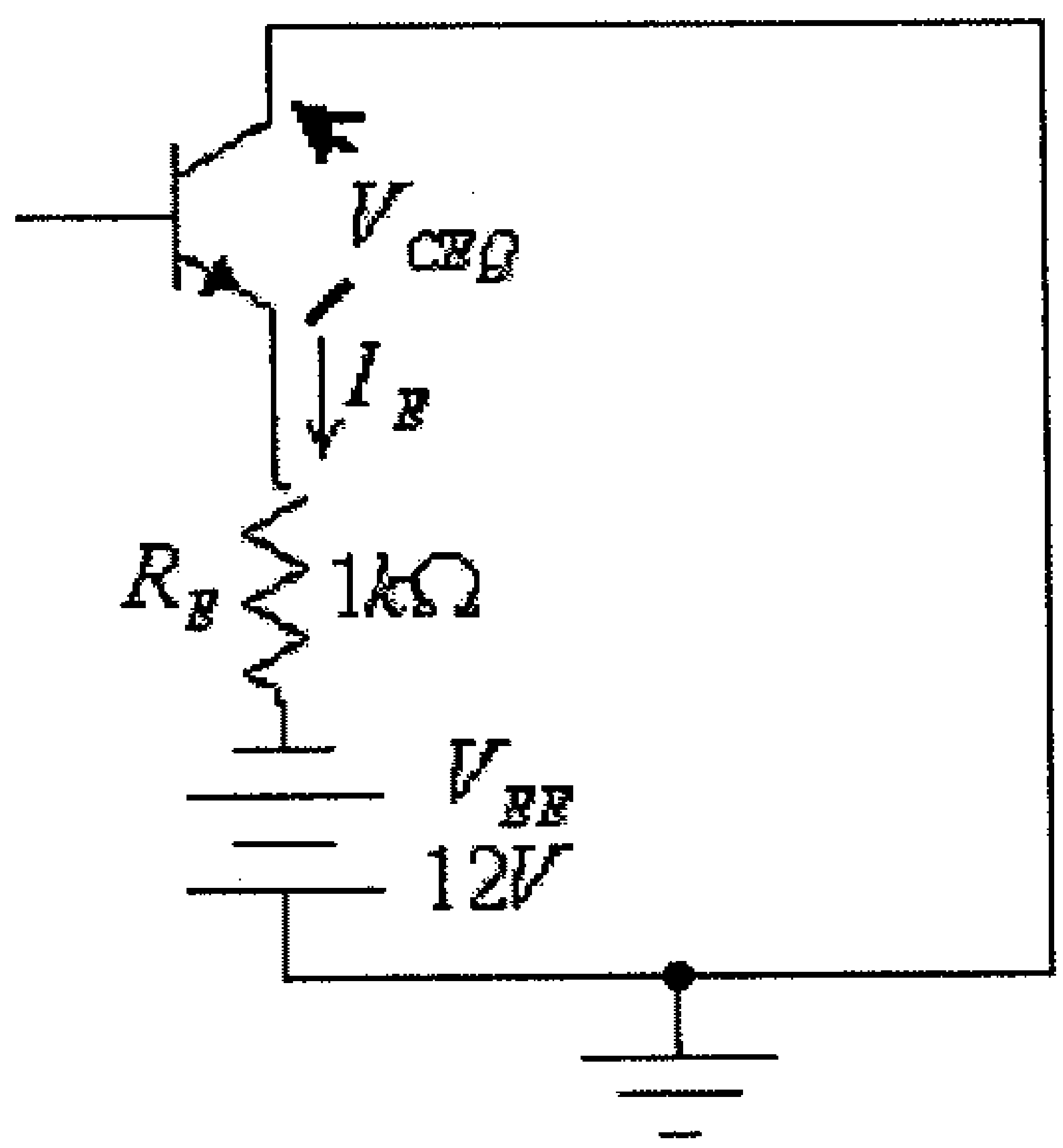
و:

$$V_B = -I_B.R_B = -(75x10^{-6}).(100x10^3) = -7.5V$$

أو:

$$V_B = V_E + V_{BE} = -8.2 + 0.7 = -7.5V$$

الدائرة المخرجية هي:



شكل (35)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - V_{CEQ} - I_E.R_E = 0$$

ومنها:

$$V_{CEQ} = V_{EE} - I_E.R_E = 12 - (3.825x10^{-3}).(1x10^3) = 8.175V$$

أو:

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 0 + 8.175 = 8.175V$$

لاحظ أن:

$$V_C = 0$$

وكذلك:

$$V_{BC} = V_B - V_C = -7.5 - 0 = -7.5V$$

أو من:

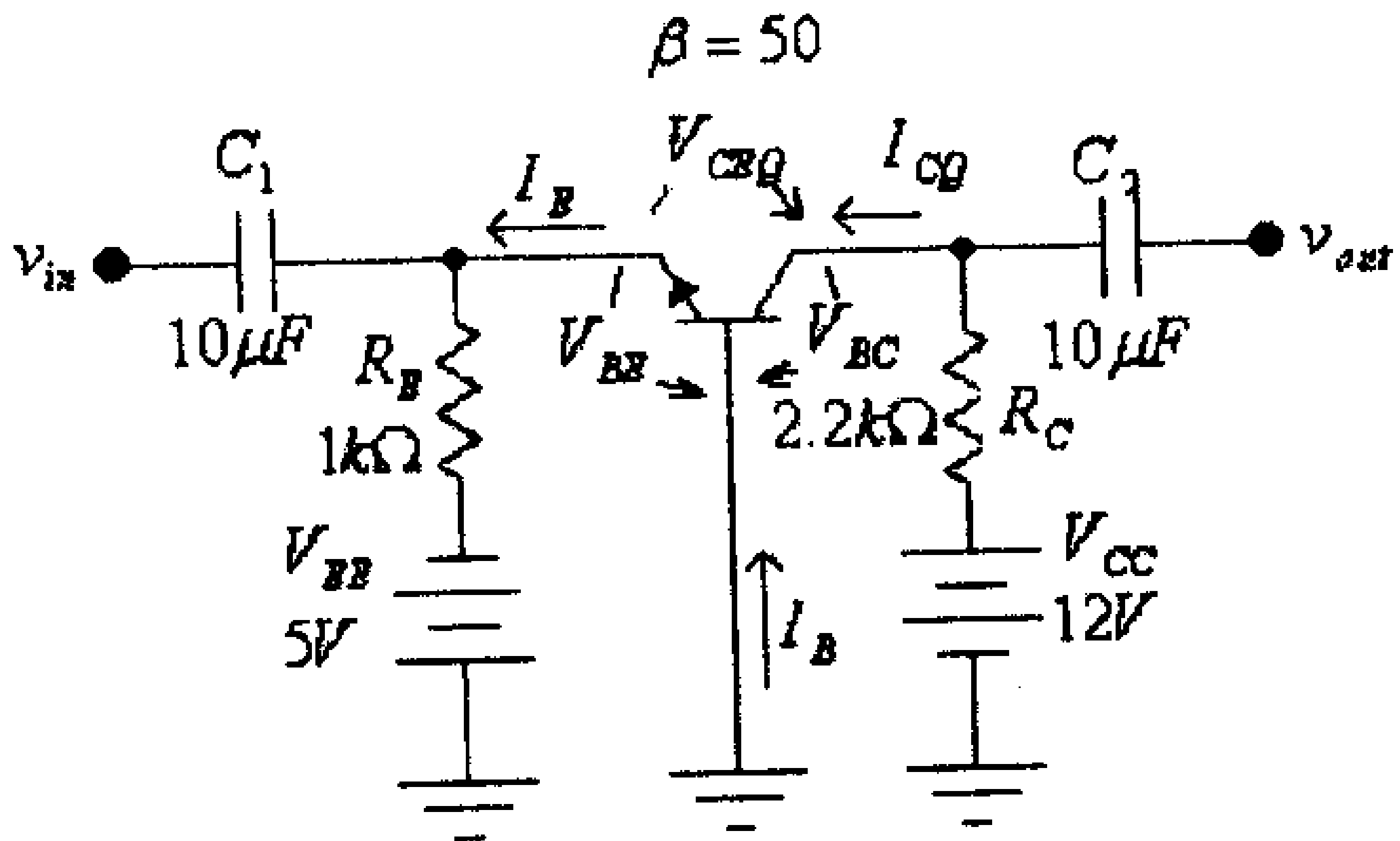
$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد:

$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} = 0.7 - 8.175 = -7.475V$$

لاحظ أيضاً أن الفرق بين هاتين الإجابتين ناتج عن تقريب قيمة I_B لمنزلتين عشريتين فقط.

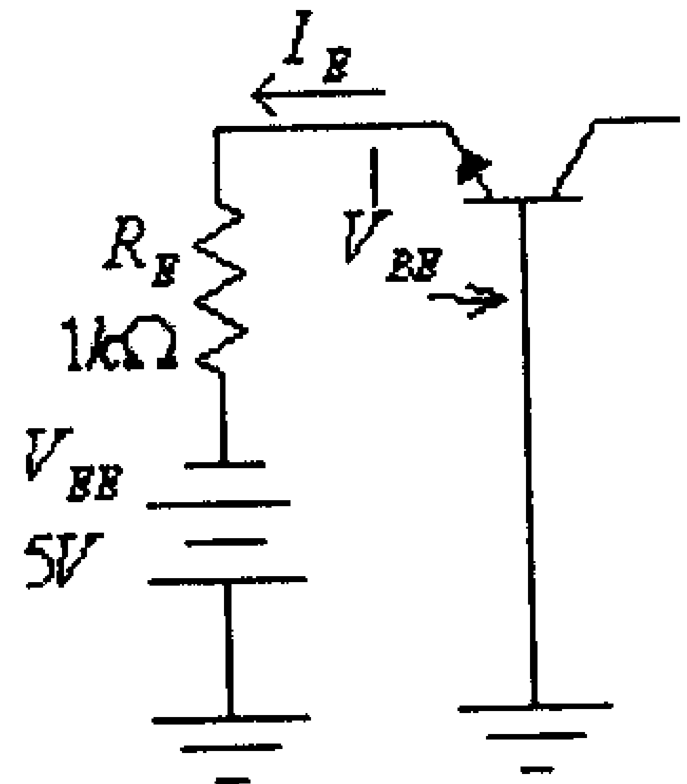
مثال (10): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_E ، I_B ، I_{CQ} ، V_B ، V_E ، V_{BC} ، V_C و V_{CEQ}.



شكل (36)

الحل:

الدائرة المدخلية هي:



شكل (37)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - V_{BE} - I_E.R_E = 0$$

ومنها:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{5 - 0.7}{1x10^3} = 0.0043A = 4.3mA$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{4.3x10^{-3}}{50 + 1} = 84.3x10^{-6}A = 84.3\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (50).(84.3) = 4215\mu A = 4.215mA$$

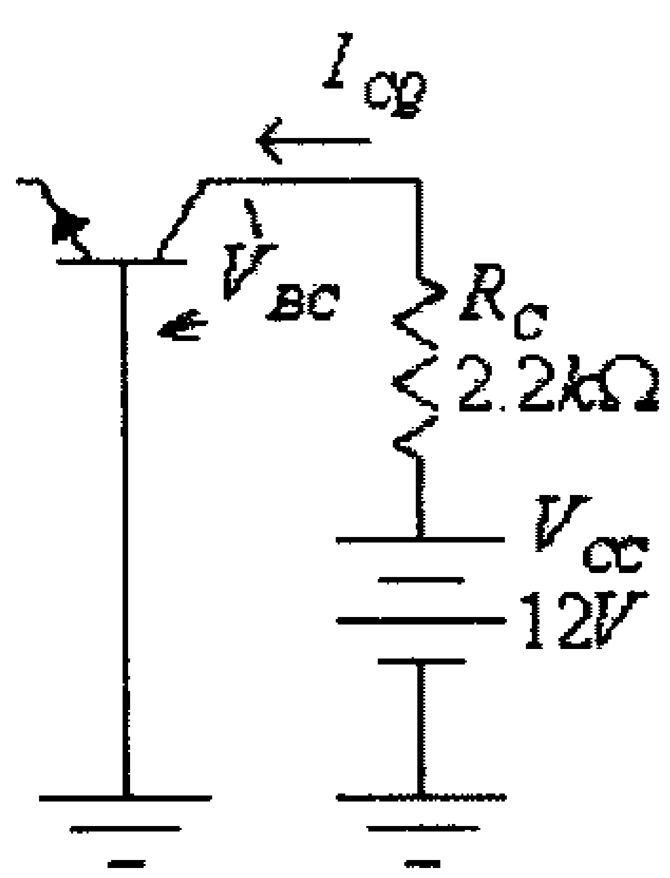
$$V_B = 0V$$

$$V_E = V_{EB} = -V_{BE} = -0.7V$$

أو:

$$V_E = -V_{EE} + I_E.R_E = -5 + (4.3x10^{-3}).(1x10^3) = -0.7V$$

الدائرة المخرجية هي:



شكل (38)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_{CQ}.R_C + V_{BC} = 0$$

ومنها:

$$V_{BC} = -V_{CC} + I_{CQ}.R_C = -12 + (4.215x10^{-3}).(2.2 + 4.215x10^3) = -2.727V$$

ولكن:

$$V_{BC} = V_B - V_C$$

أي أن:

$$V_C = V_B - V_{BC} = 0 + 2.727 = 2.727V$$

و:

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 2.727 + 0.7 = 3.427V$$

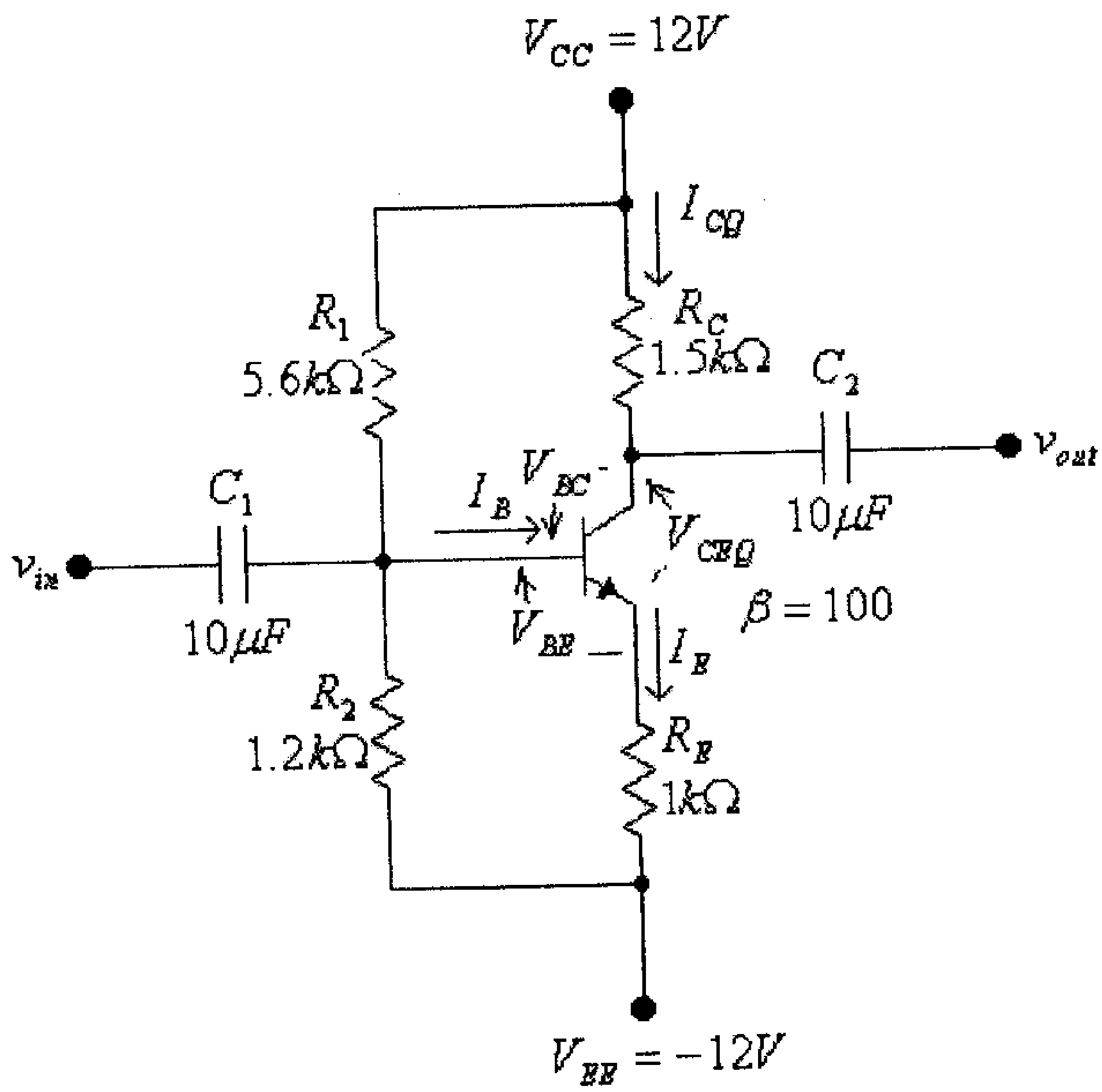
أو من:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد:

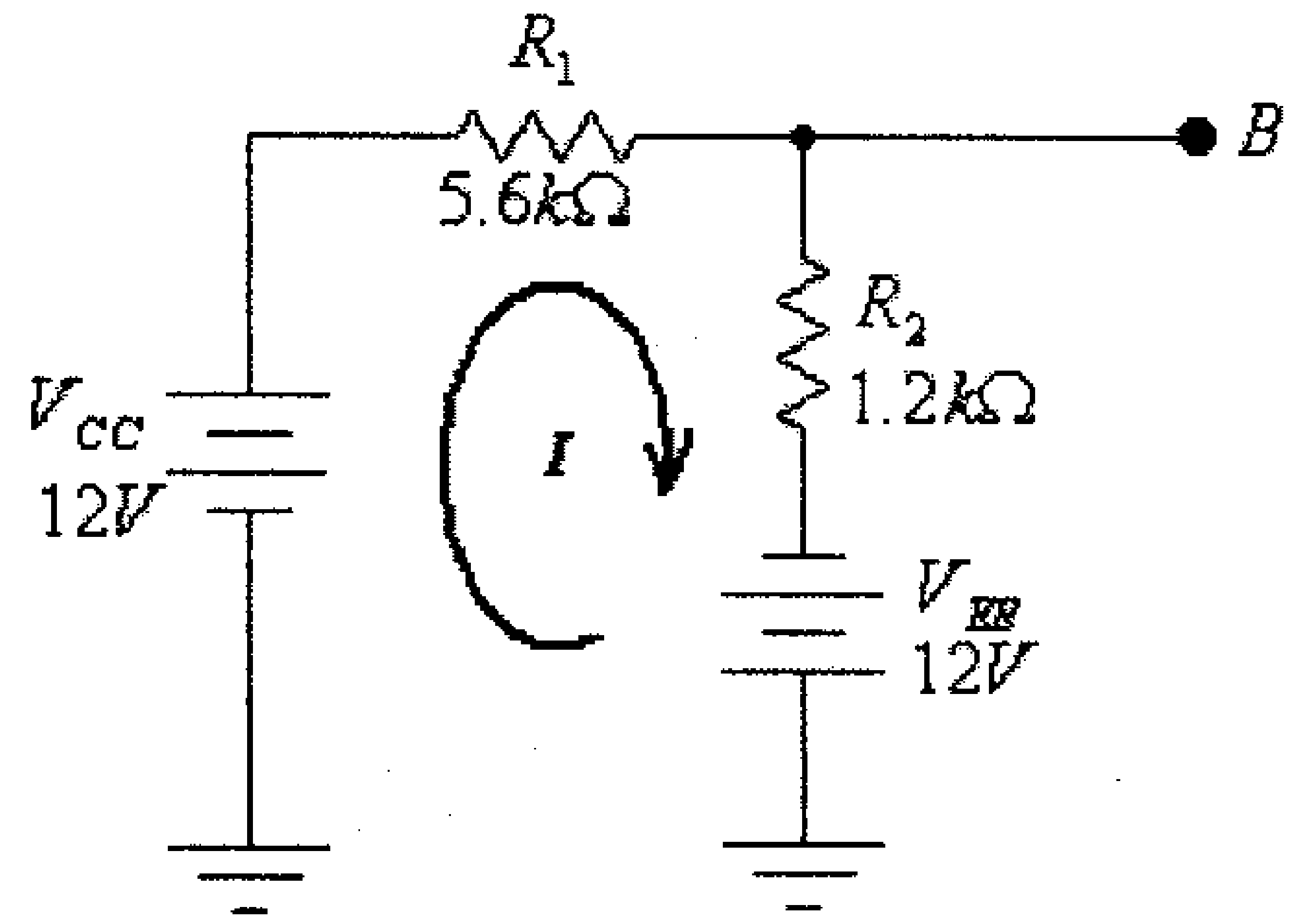
$$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} = 0.7 + 2.727 = 3.427V$$

مثال (11): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_B, I_{CQ}, I_E, V_{CEQ}, V_{BC}, V_B, V_E, و V_C.



شكل (39)

الدائرة المدخلية هي:

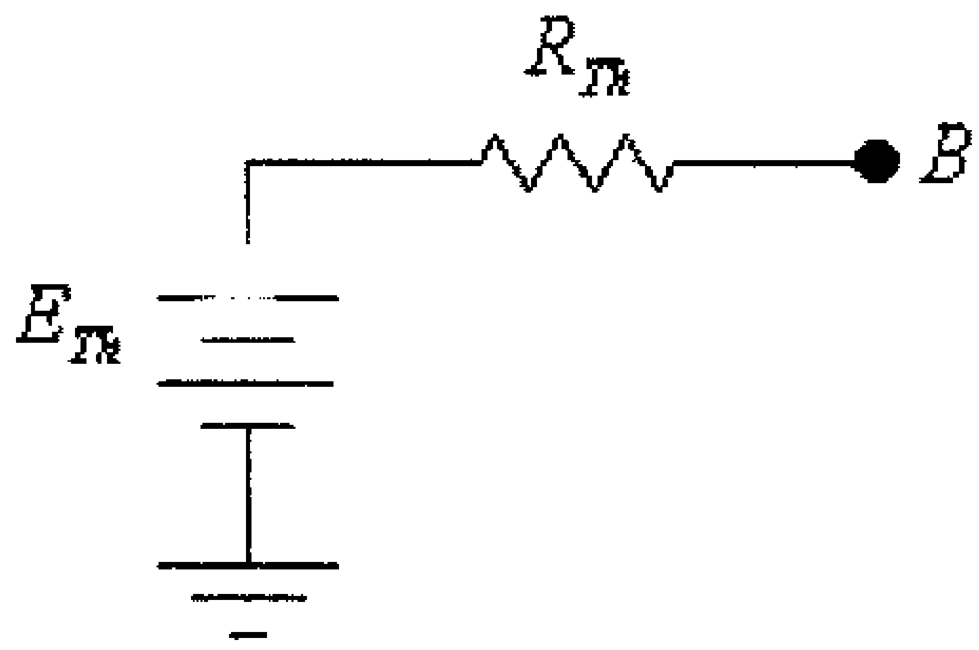


شكل (40)

في هذه الدائرة:

$$I = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_1 + R_2} = \frac{12 + 12}{5.6x10^3 + 1.2x10^3} = 3.53x10^{-3} A = 3.53mA$$

وحسب نظرية (Thevenin) فإن هذه الدائرة تكافيء الدائرة التالية:



شكل (41)

هنا:

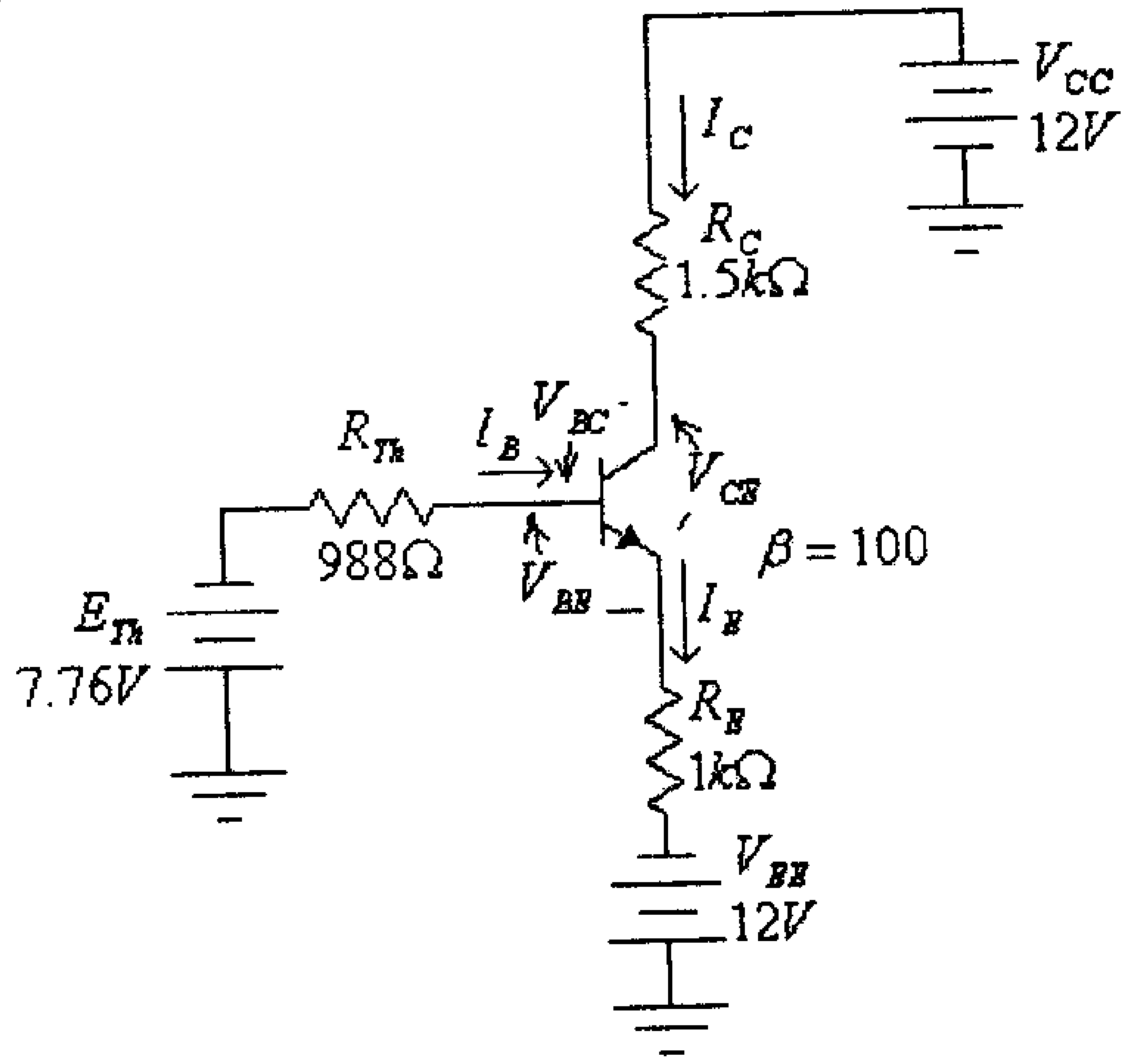
$$R_{Th} = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(5.6x10^3).(1.2x10^3)}{5.6x10^3 + 1.2x10^3} = 988\Omega$$

$$E_{Th} = -V_{EE} + I.R_2 = -12 + (3.53x10^{-3}).(1.2x10^3) = -7.76V$$

أو:

$$E_{Th} = V_{CC} - I.R_1 = 12 - (3.53x10^{-3}).(5.6x10^3) = -7.76V$$

وبالتالي فإن الدائرة في الشكل (39) تصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (42)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - E_{Th} - V_{BE} - I_B.R_{Th} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

أي أن:

$$V_{EE} - E_{Th} - V_{BE} - I_B.R_{Th} - (\beta + 1).I_B.R_E = 0$$

من هذه المعادلة، نجد:

$$I_B = \frac{V_{EE} - E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 7.76 - 0.7}{998 + (100 + 1).1x10^3} = 34.7x10^{-6} A = 34.7 \mu A$$

و:

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(34.7x10^{-6}) = 0.00347A = 3.47mA$$

$$I_E = I_{CQ} + I_B = 3.47x10^{-3} + 34.7x10^{-6} = 0.0035A = 3.5mA$$

وفي الدائرة المخرجية:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CEQ} - I_E.R_E + V_{EE} = 0$$

ومنها:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C.R_C - I_E.R_E + V_{EE}$$
$$V_{CEQ} = 12 - (3.47x10^{-3}).(1.5x10^3) - (3.5x10^{-3}).(1x10^3) + 12 = 15.3V$$

و:

$$V_{BE} = 0.7V$$

ومن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -15.3 + 0.7 = -14.6V$$

ومن الشكل (41)، نجد:

$$V_B = E_{Th} - I_B.R_{Th} = -7.76 - (998).(34.7x10^{-6}) = -7.79V$$

ومن:

$$V_{BE} = V_B - V_E$$

نجد أن:

$$V_E = V_B - V_{BE} = -7.79 - 0.7 = -8.49V$$

أو:

$$V_E = -V_{EE} + I_E.R_E = -12 + (3.5x10^{-3}).(1x10^3) = -8.5V$$

(لاحظ أن الفرق البسيط بين الإجابتين ناتج عن عمليات التقريب المختلفة في العمليات الحسابية السابقة).

وكذلك من:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

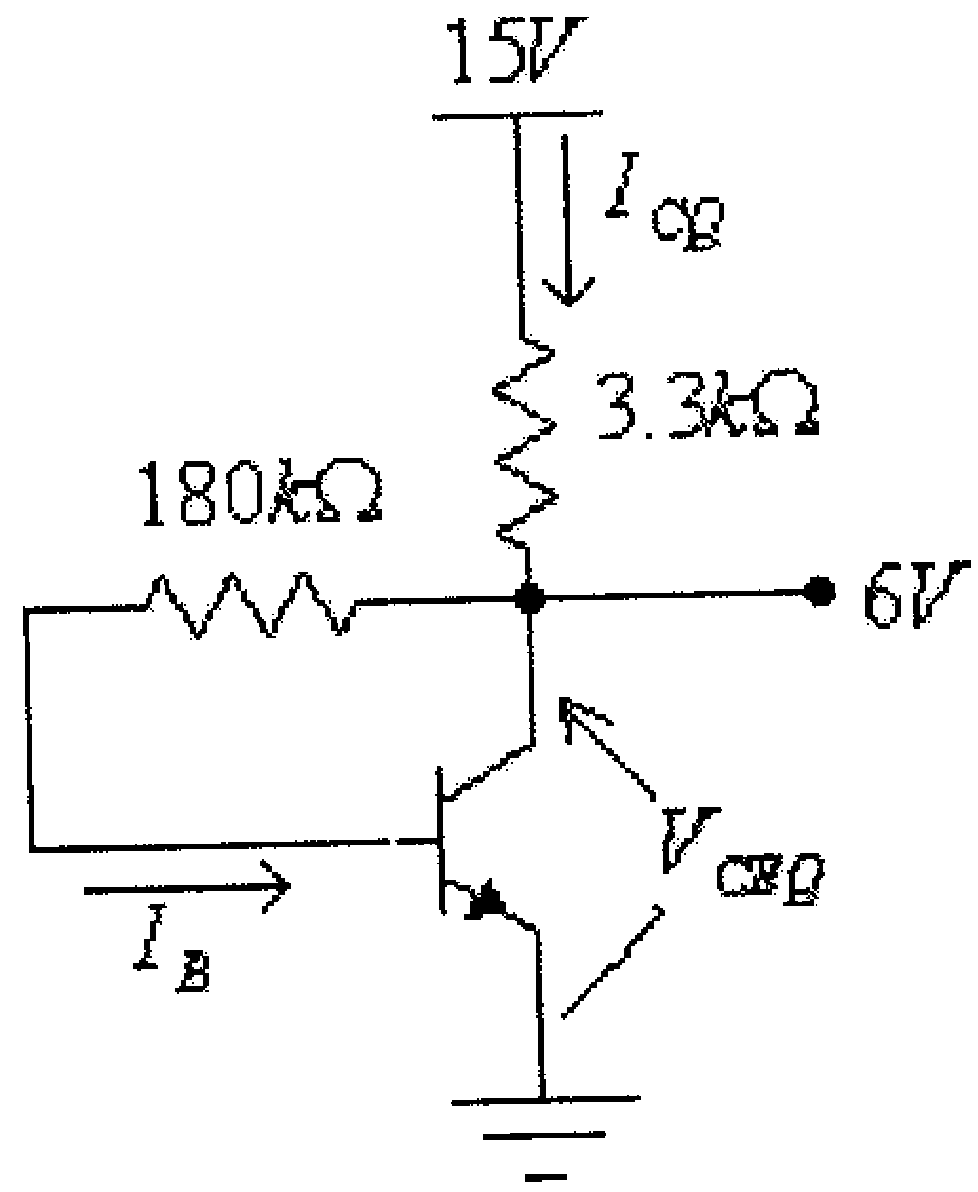
نجد أن:

$$V_C = V_{CE} + V_E = 15.3 - 8.5 = 6.8V$$

أو:

$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (3.47x10^{-3}).(1.5x10^3) = 6.8V$$

مثال (12): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_B ، I_{CQ} ، V_{CEQ} وكذلك قيمة المعامل β للترانزيستور.



شكل (43)

الحل:

$$I_B = \frac{V_C - V_{BE}}{R_B} = \frac{6-0.7}{180x10^3} = 29.44x10^{-6}\,A = 29.44\mu A$$

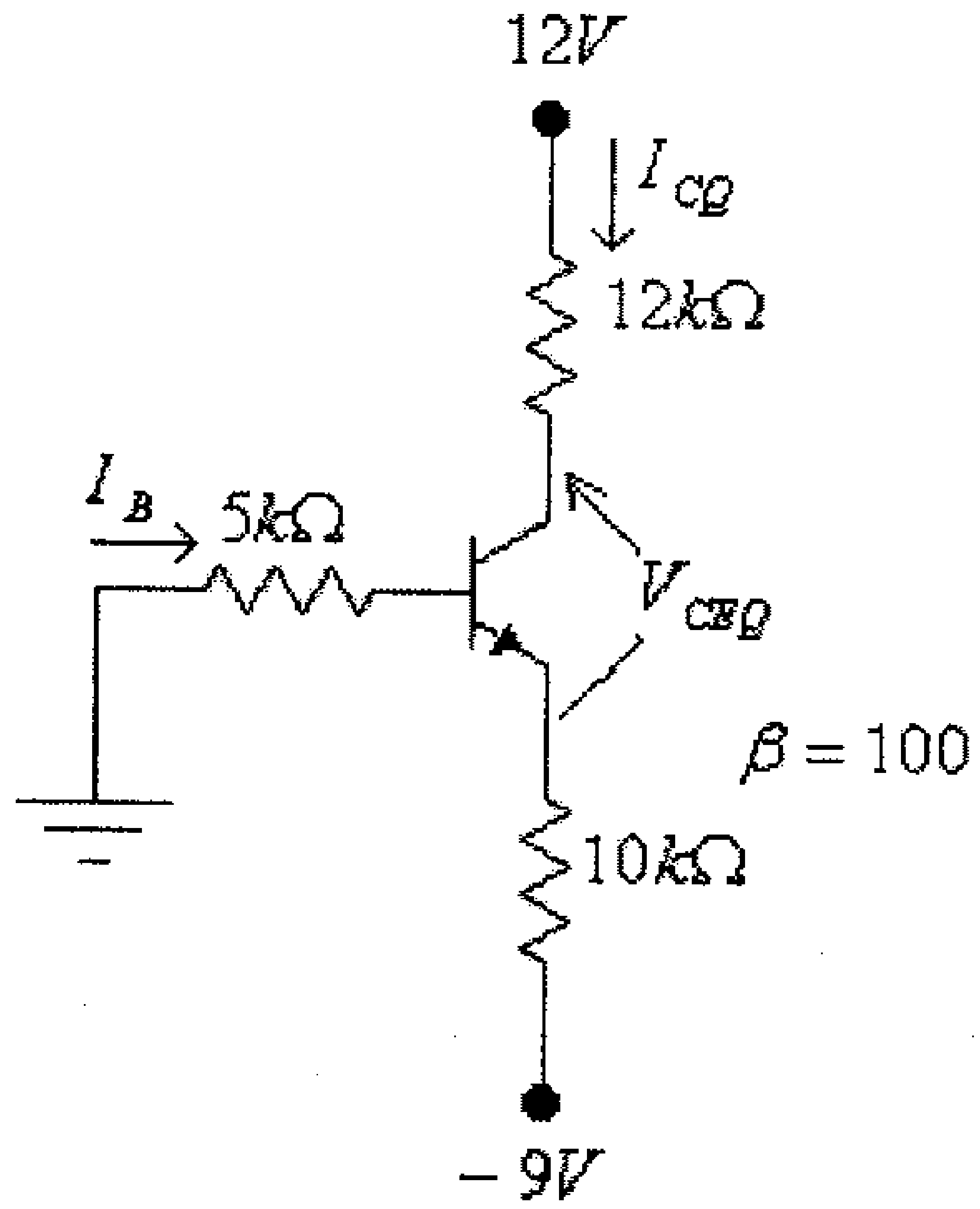
$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C} = \frac{15-6}{3.3x10^3} = 0.0027A = 2.7mA$$

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 6 - 0 = 6V$$

و:

$$\beta = \frac{I_{CQ}}{I_B} = \frac{2.7x10^{-3}}{29.44x10^{-6}} = 92$$

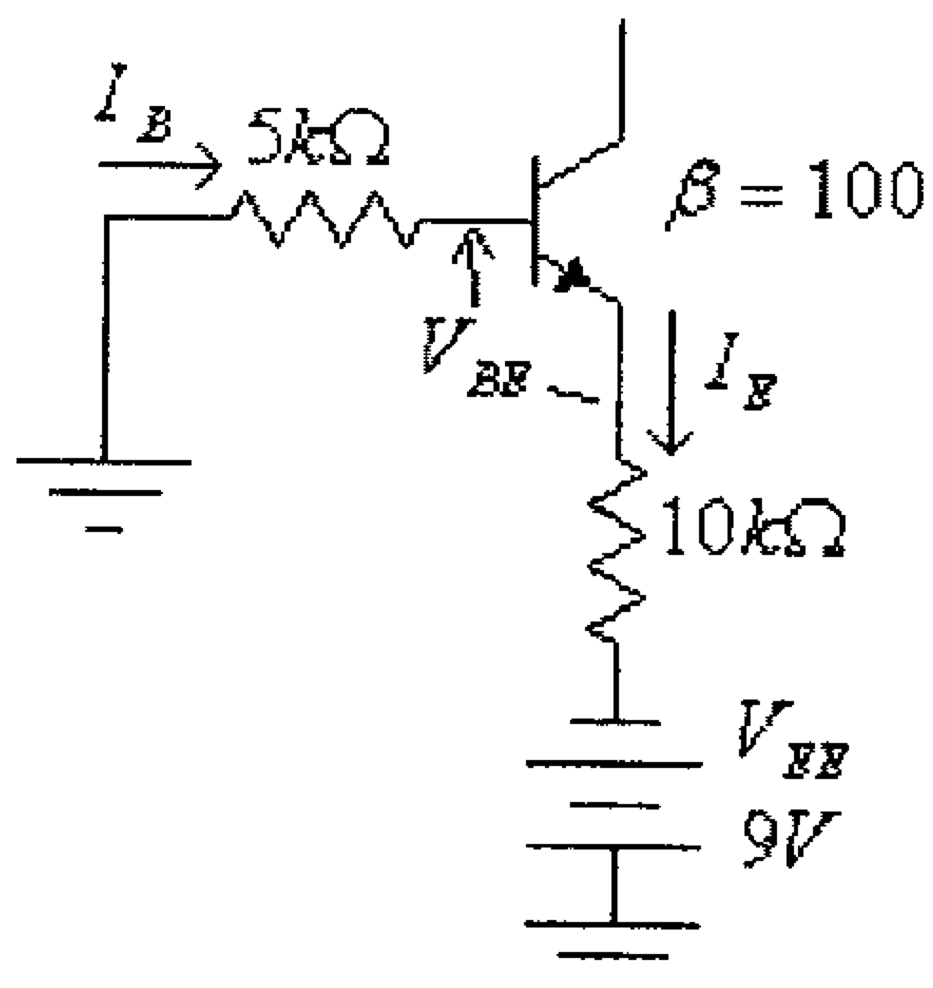
مثال (13) : للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_B ، I_{CQ} ، V_{CEQ} و V_C.



شكل (44)

الحل:

الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي:



شكل (45)

في هذه الدائرة:

$$V_{EE} - V_{BE} - I_B.R_B - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

أي أن:

$$V_{EE} - V_{BE} - I_B.R_B - (\beta + 1).I_B.R_E = 0$$

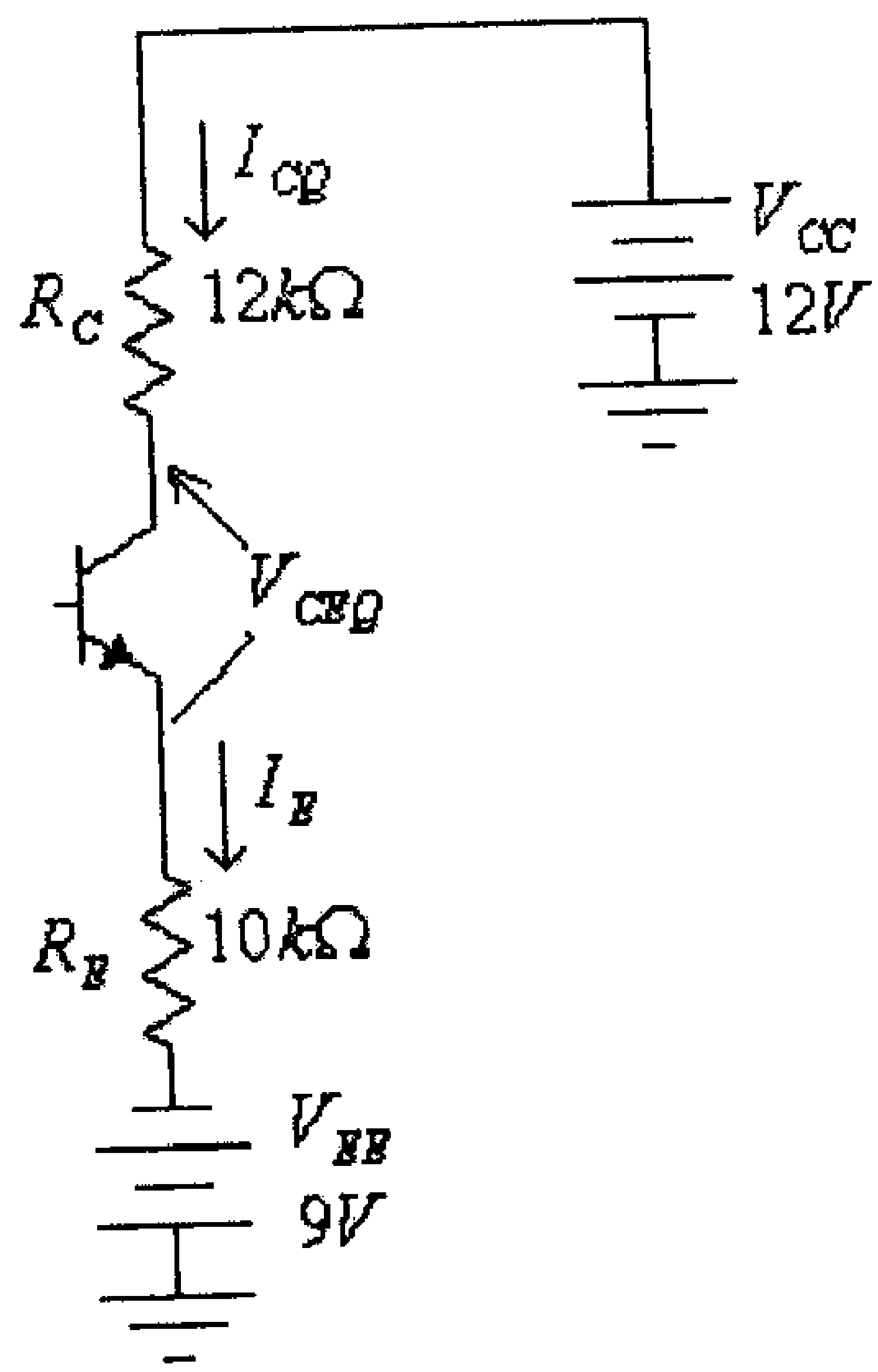
ومنها:

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{9 - 0.7}{5x10^3 + (100 + 1)(10x10^3)} = 8.18x10^{-6} = 8.18\mu A$$

و:

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(8.18x10^{-6}) = 0.818x10^{-3} A = 0.818mA$$

الدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة هي:



شكل (46)

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_{CQ}.R_C - V_{CEQ} - I_E.R_E + V_{EE} = 0$$

ولكن:

$$I_C \approx I_E$$

أي أن:

$$V_{CEQ} = V_{CC} + V_{EE} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 + 9 - (0.818x10^{-3}).(21x10^3) = 3V$$

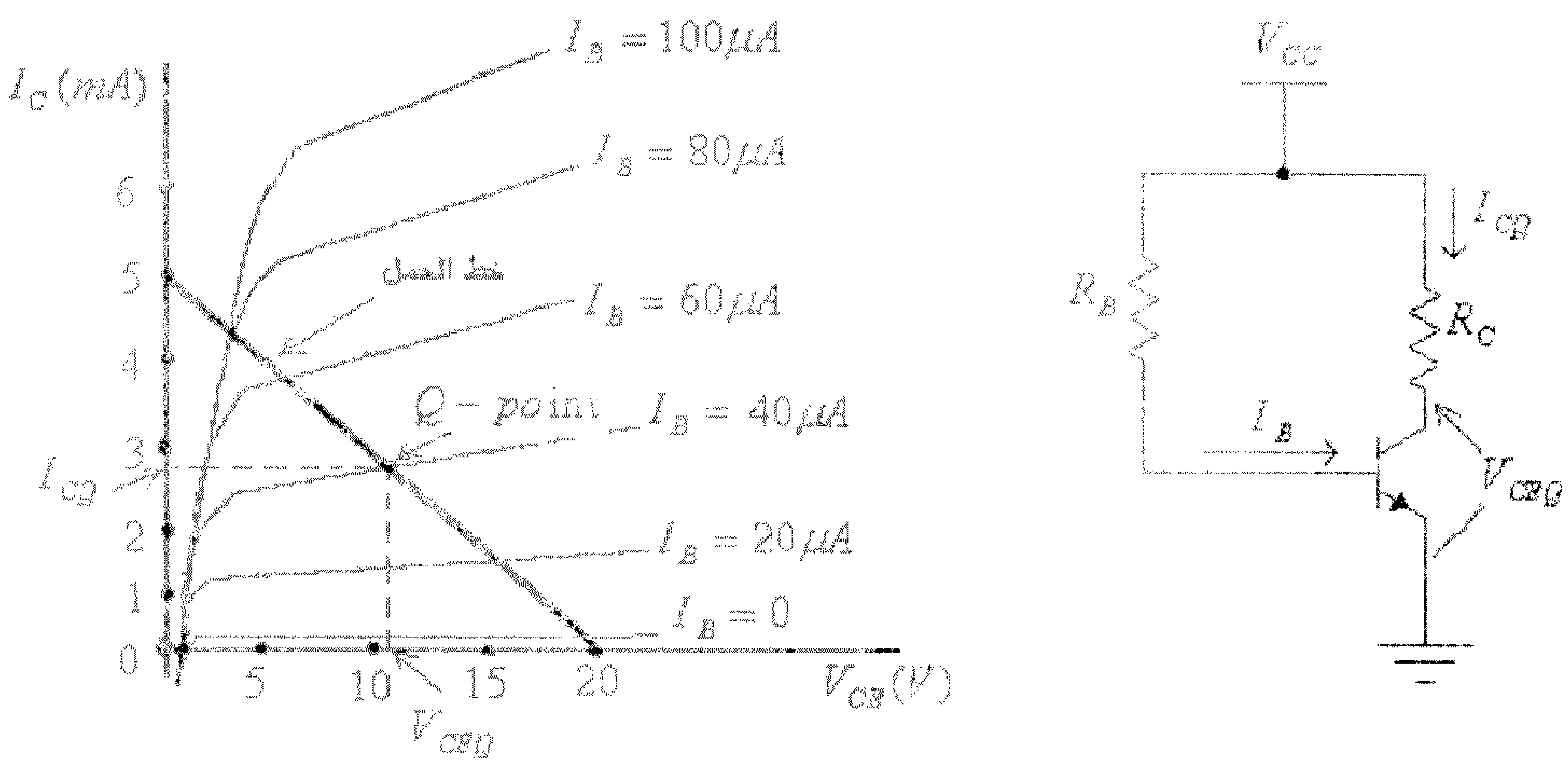
و:

$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (0.818x10^{-3}).(12x10^3) = 2.18V$$

4.8 تصميم دوائر الإنحياز (Design of Biasing Circuits)

تناولنا فيما سبق دراسة وتحليل دوائر الإنحياز المختلفة حيث كانت قيم جميع العناصر الالكترونية التي تتكون منها الدائرة معروفة وإقتصر الهدف على تحديد قيم التيارات والفولطيات (أو الجهود) المختلفة في الدائرة. وسنقوم الآن ومن خلال بعض الأمثلة المحلولة التعرف على كيفية تحديد قيم العناصر الإلكترونية المختلفة لدوائر الإنحياز إذا عُرفت قيم بعض التيارات والفولطيات أو الجهود المختلفة في الدائرة.

مثال **(14)**: لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيم كل من مصدر التغذية V_{CC} والمقاومتين R_C و R_B التي تحقق نقطة عمل الترانزيستور (Q)، المبينة بالشكل التالي.



شكل (47)

الحل:

كما عرفت سابقاً، فإن نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي هي النقطة $V_{CE} = V_{CC}$، أي أن:

$$V_{CC} = 20V$$

ونقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي هي قيمة تيار المُجمّع I_C عند $V_{CE} = 0V$، في هذه الحالة فإن:

$$V_{RC} = V_{CC}$$

ومنها:

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{20}{5x10^{-3}} = 4000\Omega = 4k\Omega$$

ويمكن إيجاد قيمة المقاومة R_C من معرفة أن ميل خط الحمل يساوي $-\frac{1}{R_C}$ ، أي أن:

$$\frac{5x10^{-3}}{20} = \frac{1}{R_C}$$

ومنها:

$$R_C = \frac{20}{5x10^{-3}} = 4000\Omega = 4k\Omega$$

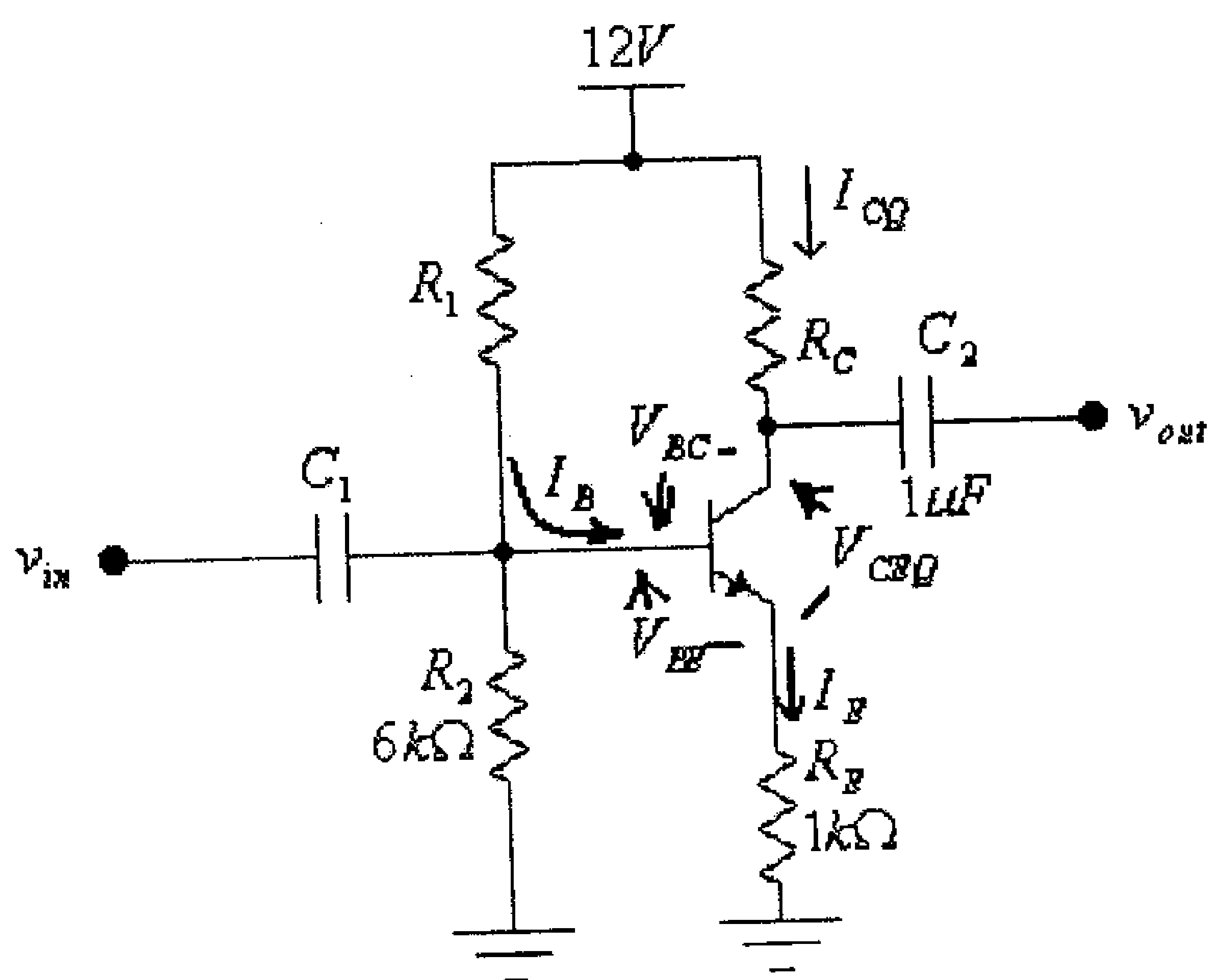
من مدخل الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

ومنها:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 - 0.7}{40x10^{-6}} = 482500\Omega = 482.5k\Omega$$

مثال (15): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_C و R_1 إذا علمت أن $I_{CQ} = 2mA$ و $V_{CEQ} = 5V$



شكل (48)

الحل:

$$I_E \approx I_C = 2mA$$

$$V_E = I_E.R_E = (2x10^{-3}).(1x10^3) = 2V$$

$$V_C = V_E + V_{CEQ} = 2 + 5 = 7V$$

$$V_{RC} = V_{CC} - V_C = 12 - 7 = 5V$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{CQ}} = \frac{5}{2x10^{-3}} = 2500\Omega = 2.5k\Omega$$

وكذلك:

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2 + 0.7 = 2.7V$$

وعادةً ما يكون تيار القاعدة أقل كثيراً من التيار المار في المقاومة R_2 ، وبالتالي فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

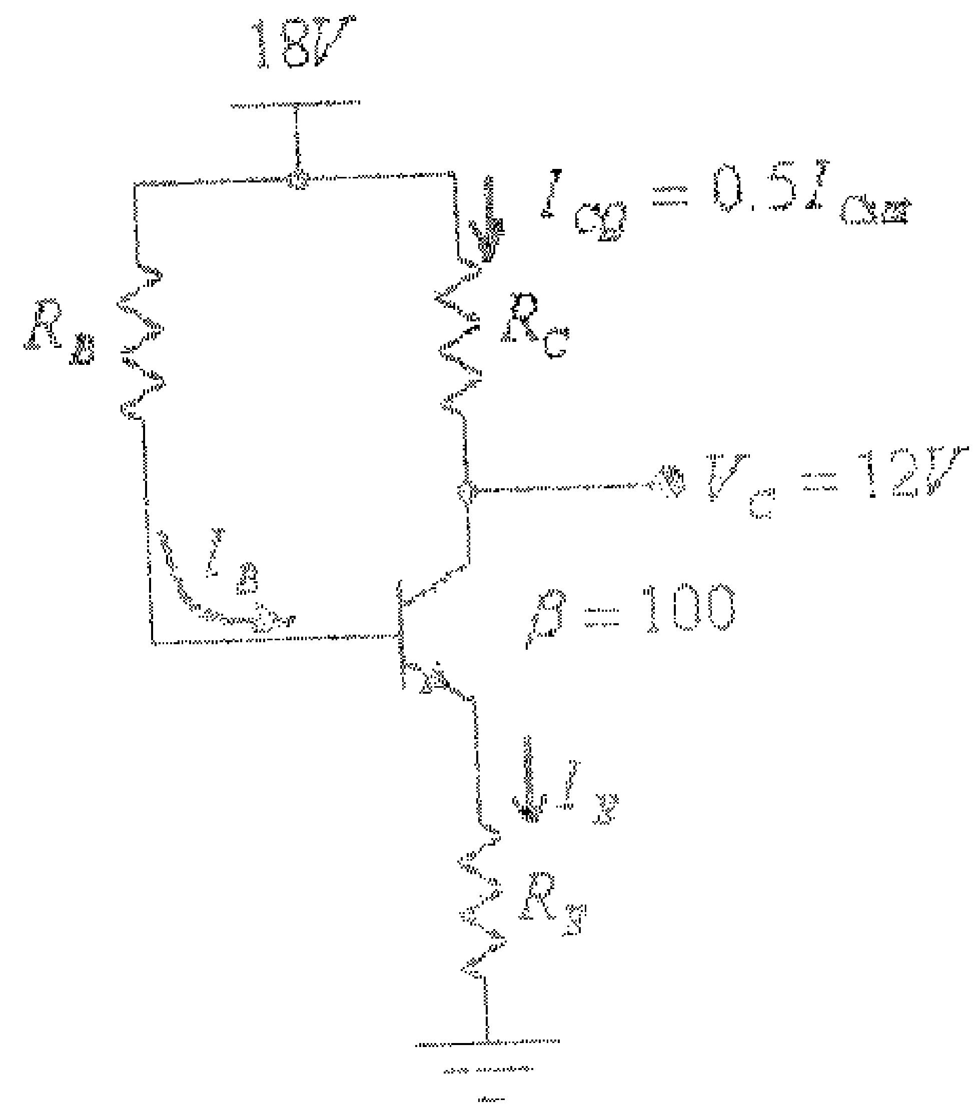
أي أن:

$$V_B.(R_1 + R_2) = V_{CC}.R_2$$

ومنها:

$$R_1 = \frac{V_{CC}.R_2 - V_B.R_2}{V_B} = \frac{(V_{CC} - V_B).R_2}{V_B} = \frac{(12 - 2.7).(6x10^3)}{2.7} \approx 20x10^3\Omega = 20k\Omega$$

مثال (16): للدائرة التالية وإذا علمت أن تيار الإشباع (I_{Csat}) يساوي $10mA$ وأن $I_{CQ} = 0.5I_{Csat}$، أوجد قيمة كل من المقاومات: R_E ، R_C و R_B.



شكل (49)

الحل:

$$I_{CQ} = 0.5I_{Csat} = (0.5).(10mA) = 5mA$$

$$V_{RC} = V_{CC} - V_C = 18 - 12 = 6V$$

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{CQ}} = \frac{6}{5x10^{-3}} = 1200\Omega = 1.2k\Omega$$

وكذلك:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

أي أن:

$$I_{Csat}.(R_C + R_E) = V_{CC}$$

ومنها:

$$R_E = \frac{V_{CC} - I_{Csat}.R_C}{I_{Csat}} = \frac{18 - (10x10^{-3}).(1.2x10^3)}{10x10^{-3}} = 600\Omega$$

ومن معرفة قيمة β للترانزيستور يمكن ايجاد قيمة تيار القاعدة، أي أن:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5x10^{-3}}{100} = 50x10^{-6} A = 50\mu A$$

ولمدخل هذه الدائرة، فإن:

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

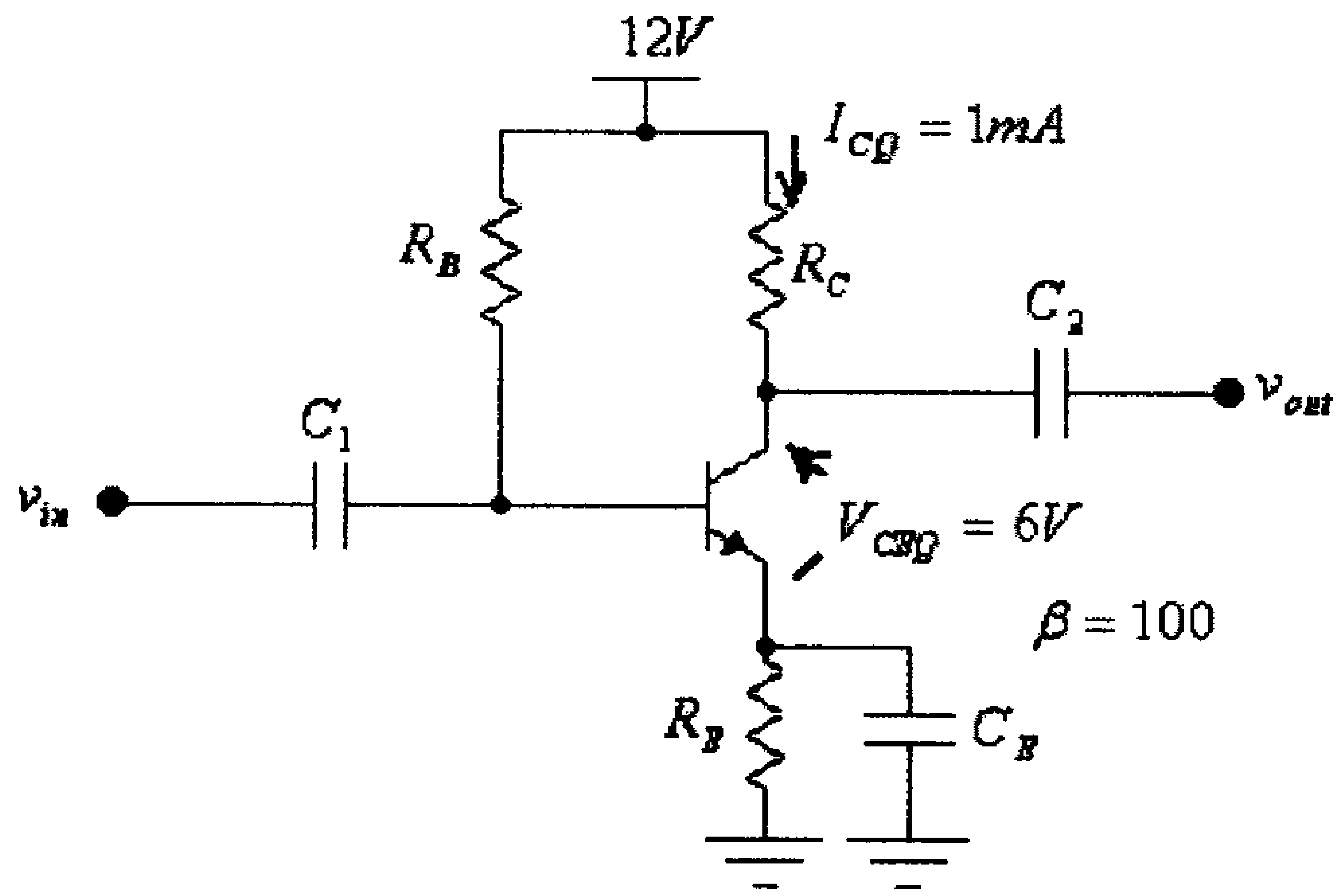
إي أن:

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} - (\beta + 1)I_B.R_E = 0$$

ومنها:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (\beta + 1).I_B.R_E}{I_B} = \frac{18 - 0.7 - (100 + 1).(50x10^{-6})(600)}{50x10^{-6}} = 285400\Omega \approx 285k\Omega$$

مثال (17): لدائرة المضخم التالية، أوجد قيمة كل من المقاومات: R_E ,R_C و R_B.



شكل (50)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CEQ} - I_E.R_E = 0$$

ولكن:

$$I_C \approx I_E$$

أي أن:

$$V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 0$$

ومنها:

$$R_C + R_E = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{12-6}{1x10^{-3}} = 6000\Omega = 6k\Omega$$

الهدف من المقاومة R_E هو التقليل من تأثير تغير قيمة المعامل β (الناتج عن تغير درجة الحرارة) على نقطة عمل الترانزيستور، حيث أنه كلما كانت قيمة المقاومة R_E كبيرة كلما أصبحت نقطة عمل الترانزيستور أكثر ثباتاً ولكن قَلَّ مقدار المُركبة المترددة لجهد المُجمِّع (والتي يؤخذ منها مخرج الدائرة)، لذا فحتى تحقق المقاومة R_E ثباتاً معقولاً لنقطة عمل الترانزيستور وتسمح بقيمة معقولة لتغير جهد المُجمِّع فإنه عادةً ما يتم إختيار قيمة R_E بحيث يكون جهد الباعث يساوي 0.1 الى 0.25 من جهد التغذية.

فباختيار:

$$V_E = 0.15V_{CC}$$

نجد:

$$V_E = (0.15).(12) = 1.8V$$

وبالتالي فإن:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.8}{1x10^{-3}} = 1800\Omega = 1.8k\Omega$$

وبالتالي، فإن:

$$R_C = 6 - 1.8 = 4.2k\Omega$$

وكذلك:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1x10^{-3}}{100} = 10x10^{-6}A = 10\mu A$$

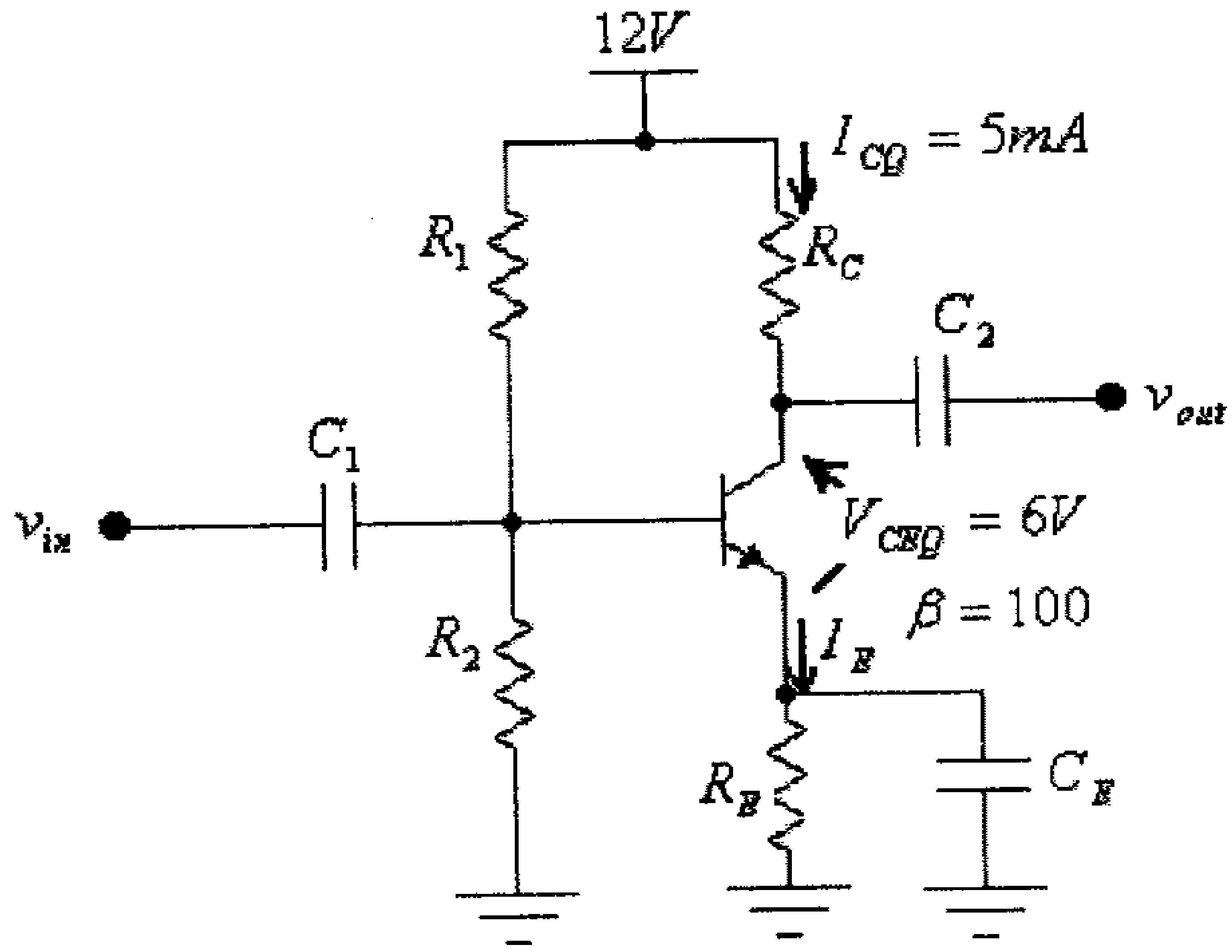
ومن:

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} - V_E = 0$$

نجد:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \frac{12 - 0.7 - 1.8}{10x10^{-6}} = 0.95x10^6\,\Omega = 950k\Omega$$

مثال (18): لدائرة المضخم التالي، أوجد قيمة كل من المقاومات: R_1 ، R_E ، R_C و R_2 .



شكل (51)

الحل:

وكما في المثال السابق، نختار:

$$V_E = 0.15V_{CC} = 0.15(12) = 1.8V$$

وبالتالي فإن:

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.8}{5x10^{-3}} = 360\Omega$$

ومن:

$$V_{CC} - I_{CQ}.R_C - V_{CEQ} - V_E = 0$$

نجد:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - V_E}{I_{CQ}} = \frac{12 - 6 - 1.8}{5x10^{-3}} = 840\Omega$$

ولضمان ثبات نقطة عمل الترانزيستور، بتغير قيمة β للترانزيستور، نختار قيمة المقاومة R_2 بحيث تكون قيمة التيار المار فيها على الأقل عشرة أضعاف قيمة تيار القاعدة، أي أن:

$$R_2 \le 0.1\beta.R_E$$

أي أن:

$$R_2 \le (0.1).(100).(360) = 3600\Omega = 3.6k\Omega$$

نختار:

$$R_2 = 3.6k\Omega$$

وكذلك:

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.8 + 0.7 = 2.5V$$

وبإهمال تيار القاعدة، فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

ومنها:

$$V_B.(R_1 + R_2) = V_{CC}.R_2$$

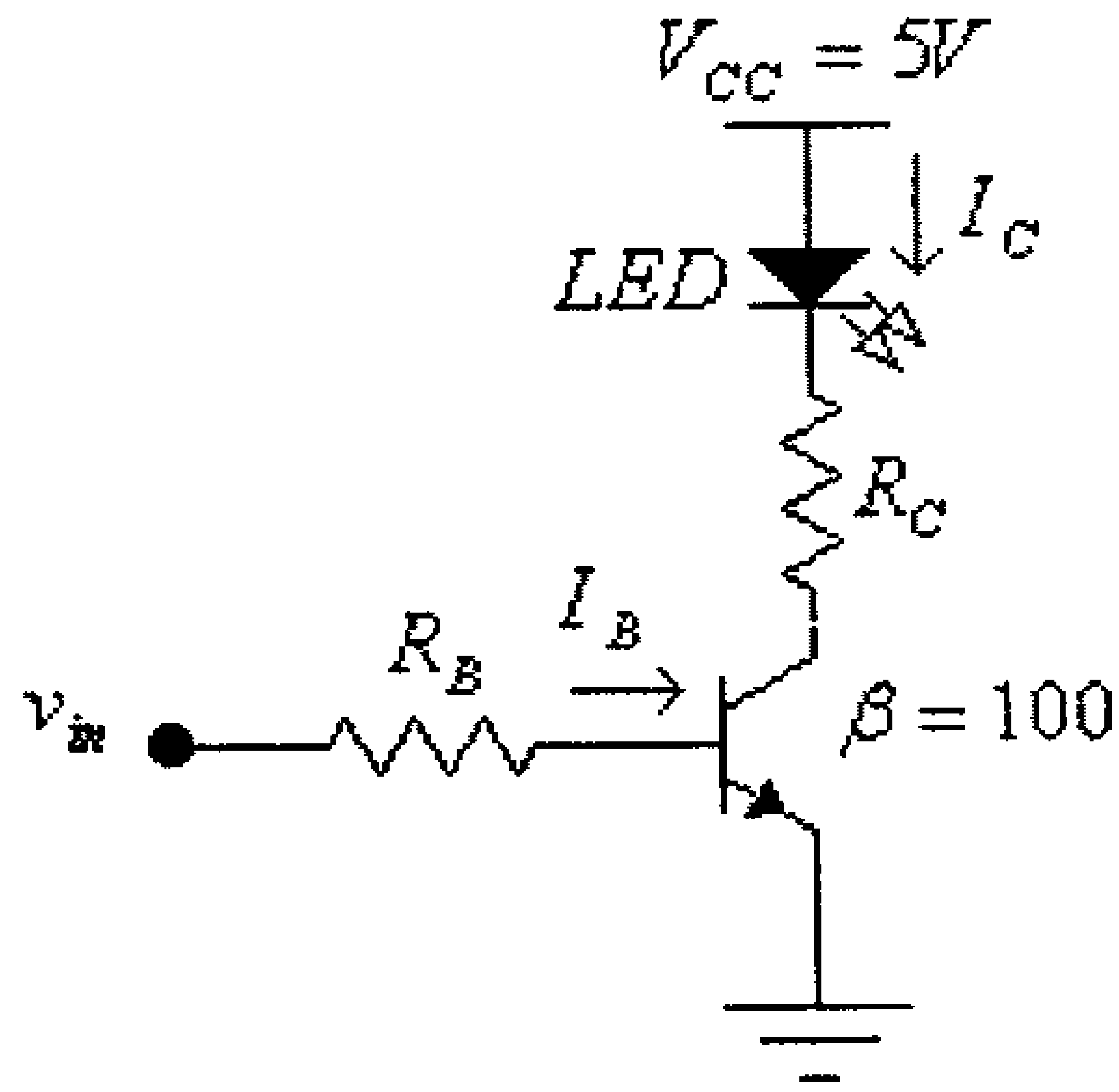
أي أن:

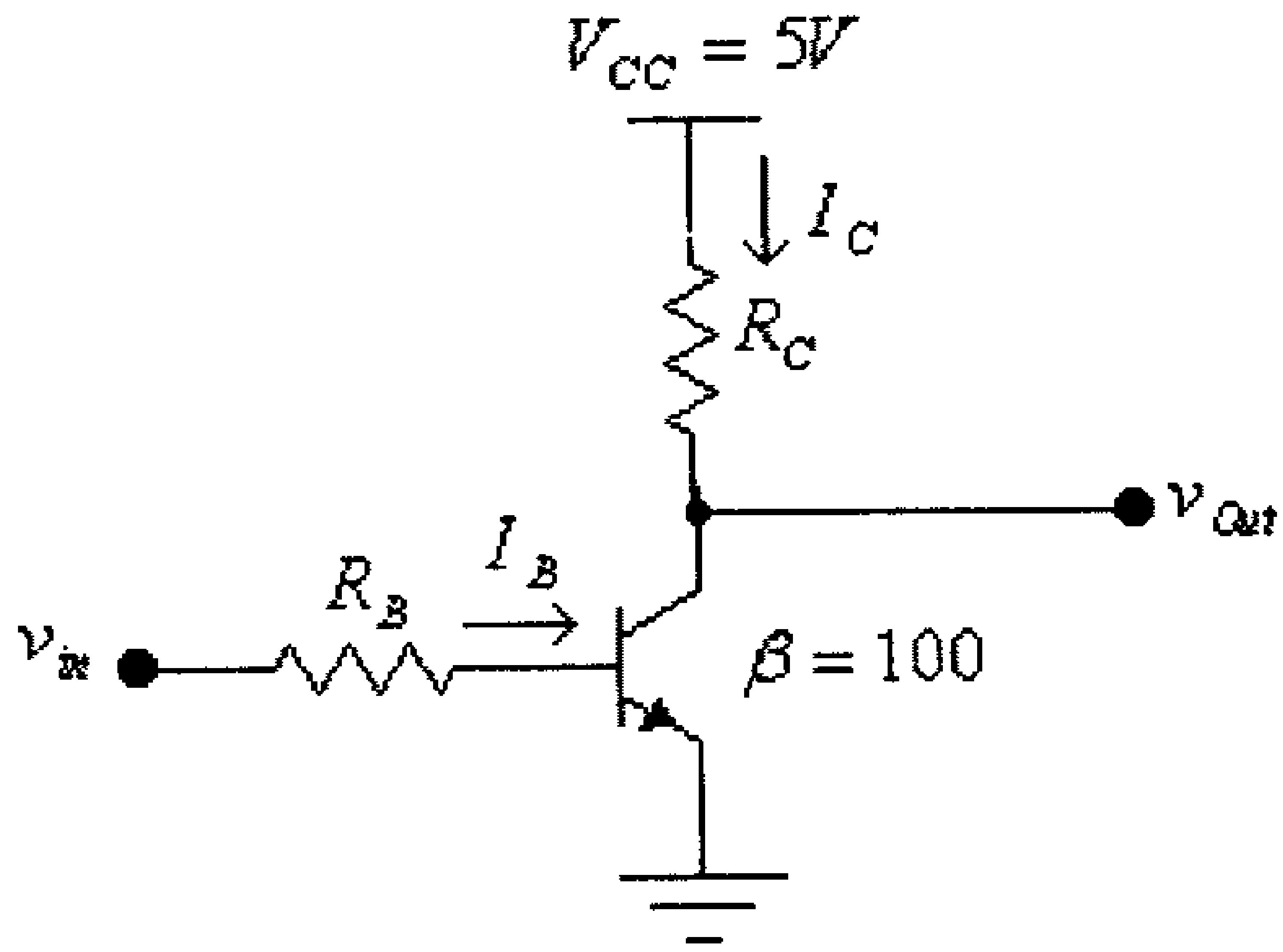
$$R_1 = \frac{(V_{CC} - V_B).R_2}{V_B} = \frac{(12 - 2.5).3600}{2.5} = 13680\Omega \approx 14k\Omega$$

4.9 عمل الترانزيستور كمفتاح الكتروني

فيما سبق تناولنا إستخدام الترانزيستور في دوائر التضخيم، إلا أن إستخدام الترانزيستور لا يقتصر على ذلك وإنما يمكن إستخدامه أيضاً كمفتاح الكتروني (electronic switch)، في الدوائر الالكترونية المختلفة التي تبنى منها الحواسيب، أو في أجهزة التحكم.

الشكل التالي يبين دائرتين تَستخدمين الترانزيستور كمفتاح الكتروني. في الدائرة الأولى يُستخدم الترانزيستور للتحكم بإضاءة وإطفاء ديود الإنبعاث الضوئي (light-emitting diode)، وفي الدائرة الثانية يُستخدم الترانزيستور لبناء دائرة عاكس (inverter).





شكل (52)

لاحظ أن الدائرتين لاتحويان دوائر إنحياز للترانزيستور وذلك لأن الترانزيستور في كل من هاتين الدائرتين يعمل كمفتاح الكتروني ويكون دائما إما في حالة الإشباع (وضع on) أو في حالة القطع (وضع off).

فلدائرة العاكس أعلاه فعندما يكون الترانزيستور في حالة الإشباع (وضع on) فإن تيار المُجمِّع يكون:

$$I_C = I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C}$$

وحيث أن قيمة V_{CEsat} قليلة نسبياً مقارنة مع قيمة V_{CC}، فيمكن إعتبار أن تيار المُجمِّع في وضع on هو:

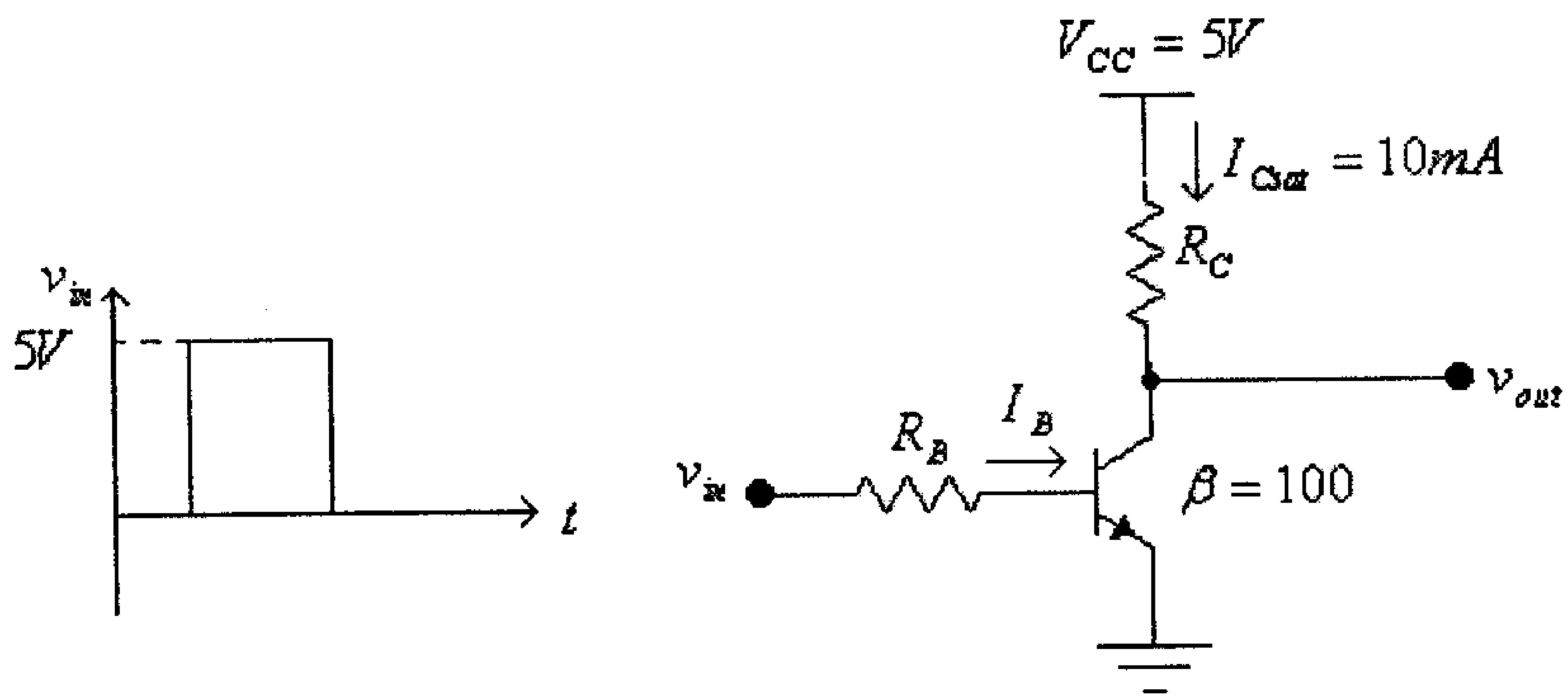
$$I_C = I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

وتيار القاعدة اللازم لجعل الترانزيستور في حالة إشباع هو:

$$I_B = \frac{I_{Csat}}{\beta}$$

ويراعى دائماً أن يكون تيار القاعدة أعلى قليلاً من هذه القيمة وذلك لضمان أن يكون الترانزيستور في حالة إشباع مع تغير قيمة المعامل β نتيجة تغير الحرارة ولإختلاف قيمة المعامل β حتى للترانزيستورات من نفس النوع.

مثال (19): لدائرة العاكس التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_C و R_B إذا علمت أن $I_{Csat} = 10mA$ وأن الفولطية المدخلية تتغير بين الصفر و $5V$.



شكل (53)

الحل:

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_{Csat}} = \frac{5}{10x10^{-3}} = 500\Omega$$

$$I_B = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{10x10^{-3}}{100} = 1x10^{-4} A = 100\mu A$$

$$R_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{I_B} = \frac{5-0.7}{100x10^{-6}} = 43000\Omega = 43k\Omega$$

وحتى يكون تيار القاعدة للترانزيستور أعلى قليلاً من تيار القاعدة المحسوب سابقاً فإننا نختار $R_B = 40k\Omega$. في هذه الحالة فإن:

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5-0.7}{40x10^3} = 108\mu A$$

لاحظ أن زيادة تيار القاعدة بمقدار كبير نسبياً سيؤدي الى زيادة الضياع الحراري في الترانزيستور مما يؤدي الى إرتفاع حرارته وكذلك يؤدي الى التقليل من سرعة إنتقال الترانزيستور بين حالة الإشباع وحالة القطع.

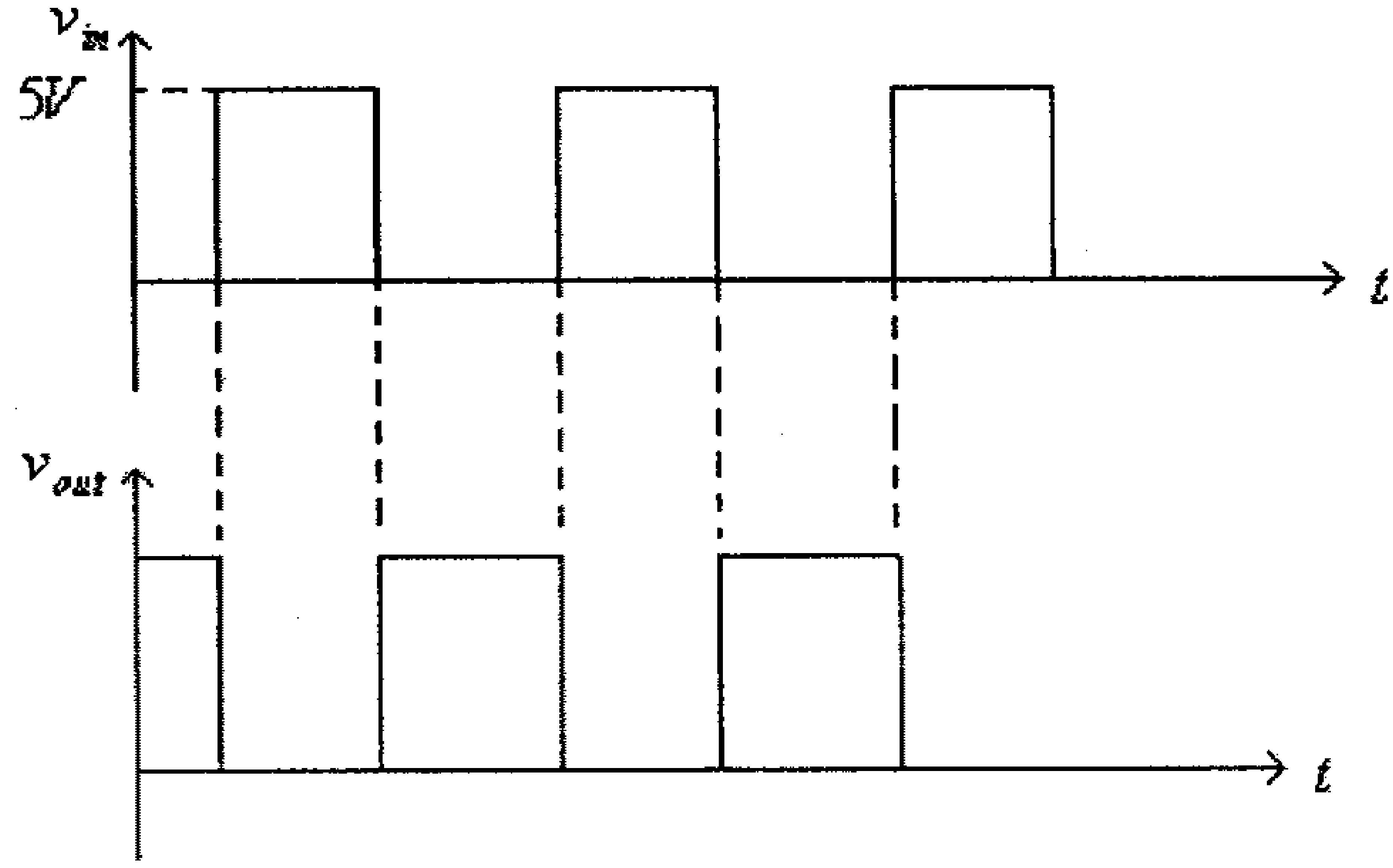
لاحظ في هذه الدائرة أن:

$$V_{out} = V_{CE}$$

وعندما تكون فولطية المدخل بقيمة عالية ($5V$) فإن الترانزيستور يكون في حالة إشباع وتكون قيمة الفولطية المخرجية صغيرة (تساوي القيمة V_{CEsat})، أما عندما فولطية المدخل تساوي

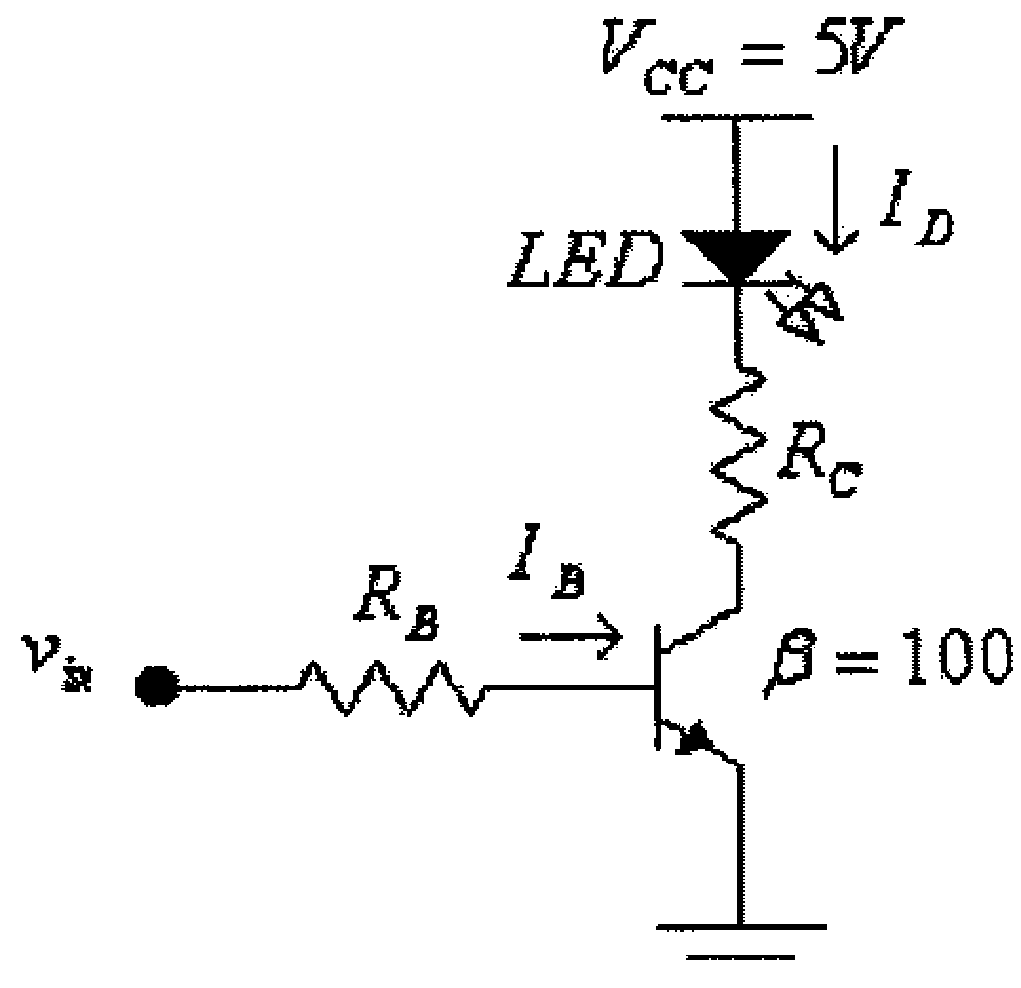
صفراً فإن الترانزيستور يكون في حالة قطع وتكون قيمة تيار المُجمِّع تساوي قيمة تيار التسرب فقط (والتي تقارب الصفر) وبالتالي فإن قيمة الفولطية المخرجية عالية وتساوي قيمة V_{CC}.

ومن هنا يلاحظ أن فولطية المخرج والمدخل متعاكستين تماماً، لهذا تسمى هذه الدائرة بالعاكس (inverter)، والشكل التالي يبين موجتي الفولطية المدخلية والفولطية المخرجية لهذا العاكس.



شكل (54)

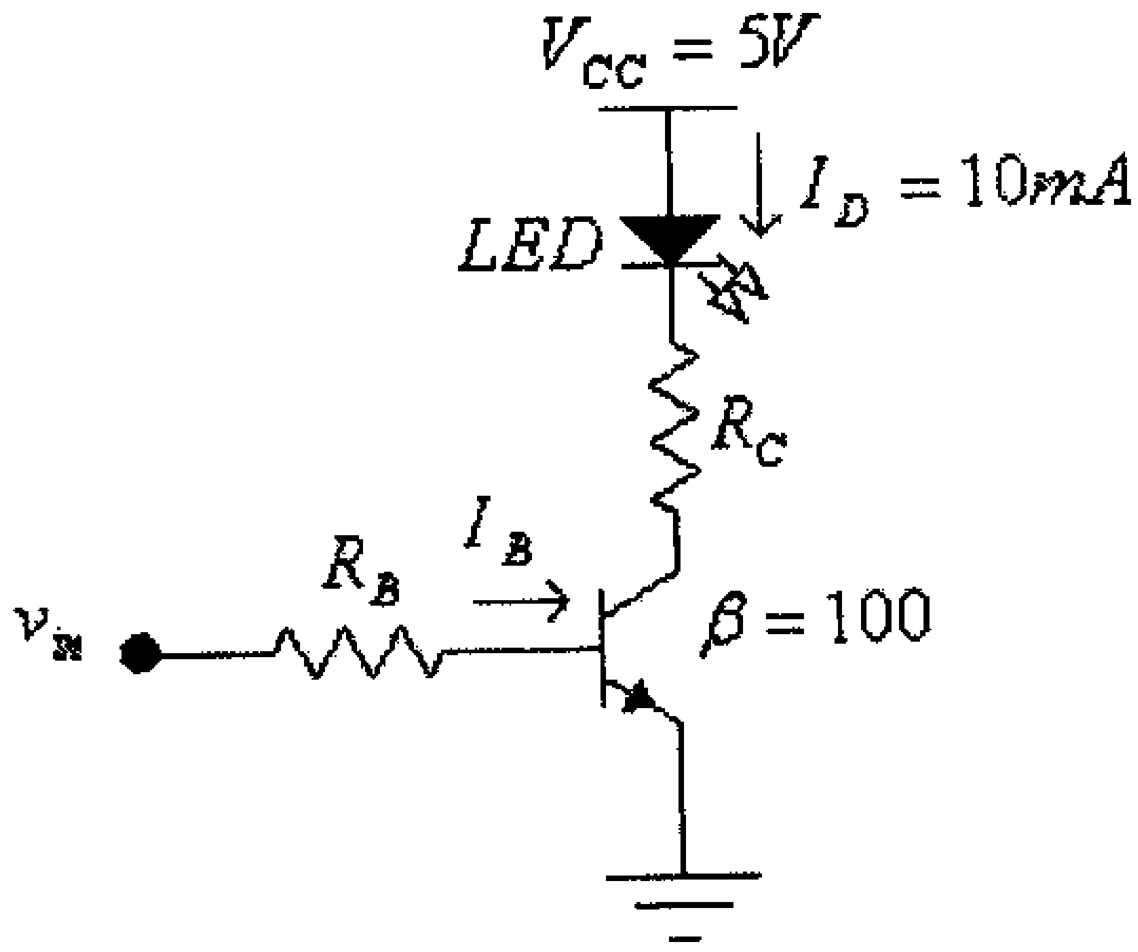
وبالعودة الى الدائرة التي يستخدم فيها الترانزيستور للتحكم بإضاءة وإطفاء ديود الإنبعاث الضوئي (light-emitting diode) والمبينة أدناه.



شكل (55)

فعندما تكون قيمة الفولطية المدخلية عالية، يكون الترانزيستور في حالة إشباع (وضع on) ويمر تيار في ديود الإنبعاث الضوئي (LED)، وعندما يكون الترانزيستور في حالة قطع (وضع off) يتوقف هذا التيار. لاحظ أن الهدف من المقاومة R_C هو تحديد قيمة التيار المار في ديود الإنبعاث الضوئي.

مثال (20): لدائرة الإشارة (signaling circuit) التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_C و R_B إذا علمت أن $I_D = 10mA$ و $V_D = 2V$ ، وأن الفولطية المدخلية تتغير بين الصفر و $5V$.



شكل (56)

الحل:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_D}{I_D} = \frac{5-2}{10x10^{-3}} = 300\Omega$$

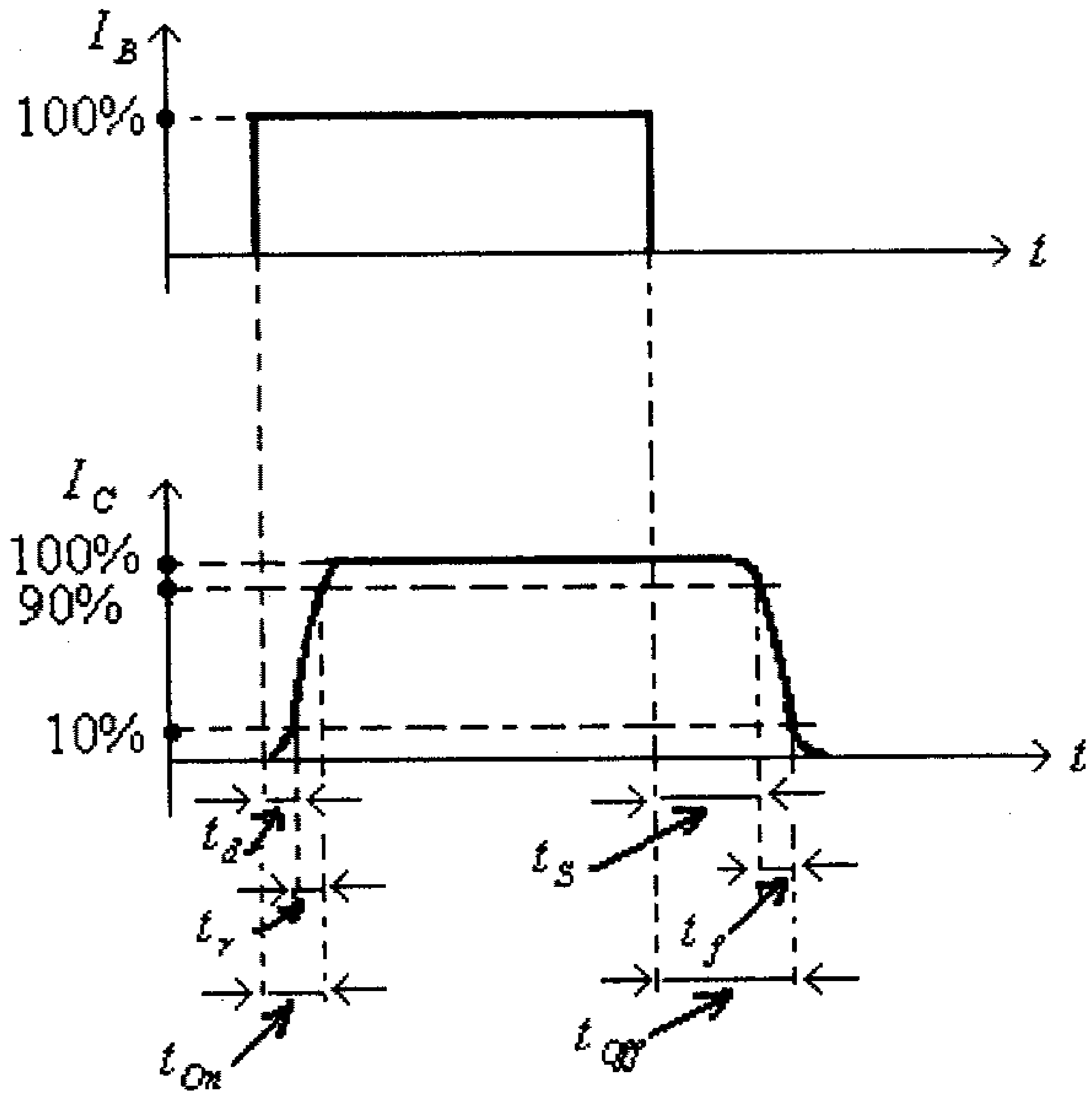
$$I_B = \frac{I_D}{\beta} = \frac{10x10^{-3}}{100} = 1x10^{-4}\,A = 100\mu A$$

$$R_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{I_B} = \frac{5-0.7}{100x10^{-6}} = 43000\Omega = 43k\Omega$$

وكما في المثال السابق، وحتى يكون تيار القاعدة للترانزيستور أعلى قليلاً من تيار القاعدة المحسوب سابقاً فإننا نختار $R_B = 40k\Omega$.

وكما في حالة الديود وباقي العناصر الالكترونية الآخرى فإن إنتقال الترانزيستور من حالة لآخرى يستغرق وقتاً معيناً وذلك نتيجة الوقت اللازم لإنتقال حاملات التيار (current carriers) والتي تم شرحها عند شرح عمل الترانزيستور في الوحدة السابقة من هذا الكتاب.

الشكل التالي يبين إنتقال الترانزيستور من حالة القطع (cutoff) الى حالة الإشباع (saturation)، ثم العودة الى حالة القطع.



شكل (57)

لاحظ من هذا الشكل أنه وعند مرور تيار القاعدة في الترانزيستور، يبدأ تيار المُجمِّع بالتزايد حتى وصوله الى القيمة العظمى والمُعبر عنها في هذا الشكل بالقيمة (100%). وتسمى الفترة الزمنية بين مرور تيار القاعدة وبلوغ تيار المُجمِّع لـــ 10% من قيمته العظمى بزمن التأخير (*delay time*) ويرمز له بـــ (t_d)، بينما تسمى الفترة الزمنية التي يتزايد فيها تيار المُجمِّع من القيمة 10% ال القيمة 90% من قيمته العظمى بزمن الصعود (*rise time*) ويرمز له بـــ (t_r). لاحظ أن الزمن اللازم للترانزيستور ليصبح في وضع on يساوي مجموع الزمنين t_d و t_r. أي أن:

$$t_{On} = t_d + t_r$$

وعندما توقف تيار القاعدة في الترانزيستور، يبدأ تيار المُجمِّع بالتناقص. وتسمى الفترة الزمنية بين توقف تيار القاعدة وهبوط تيار المُجمِّع لـــ 90% من قيمته العظمى بزمن التخزين (*storage time*) ويرمز له بـــ (t_s)، بينما تسمى الفترة الزمنية التي يتناقص فيها تيار

المُجمِّع من القيمة 90% الى القيمة 10% من قيمته العظمى بزمن الهبوط (*fall time*) ويرمز له بـــ (t_f). لاحظ أن الزمن اللازم للترانزيستور ليصبح في وضع off يساوي مجموع الزمنين t_s و t_f. أي أن:

$$t_{Off} = t_S + t_f$$

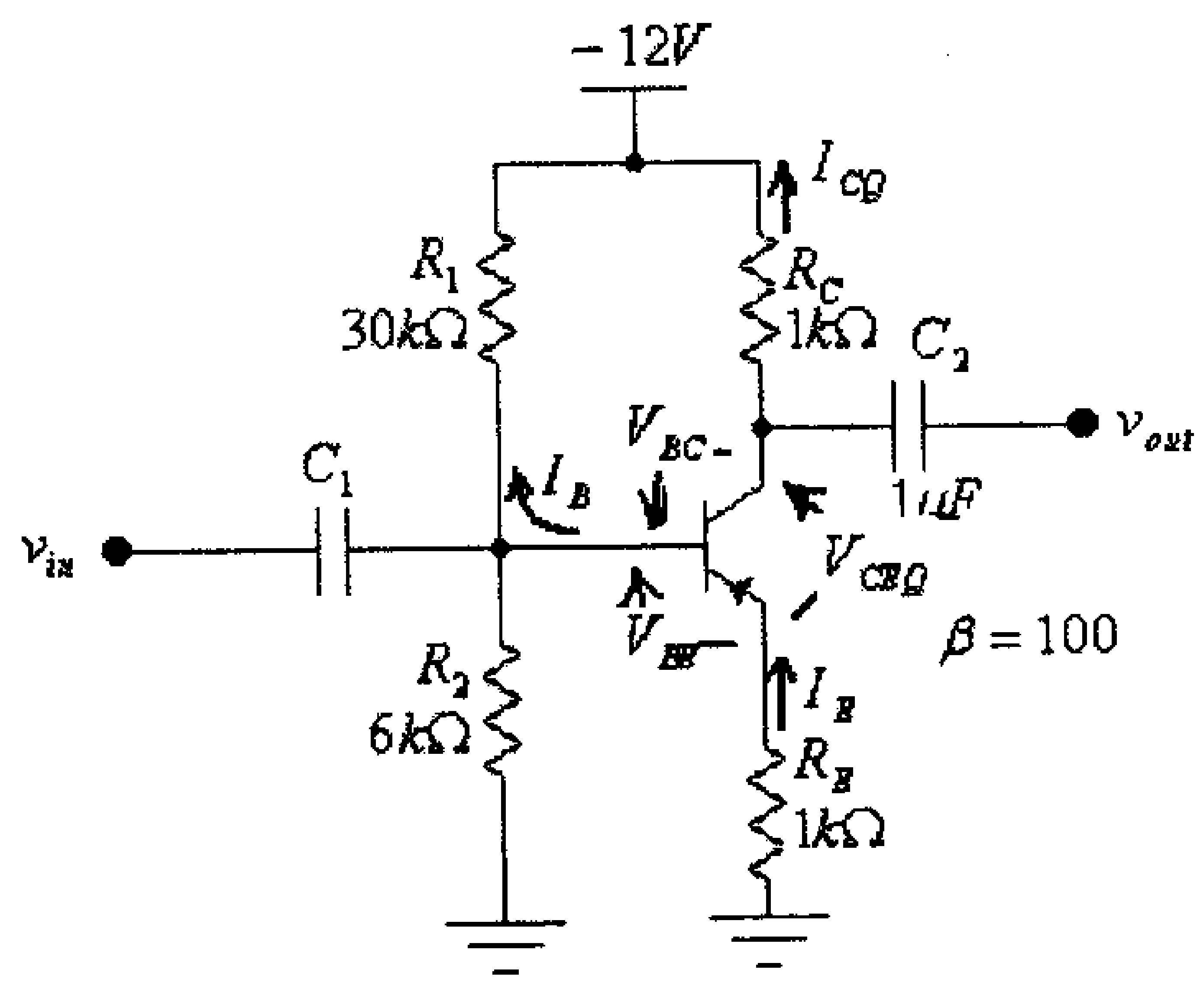
وتجدر الإشارة هنا أن الزمن t_{On} لترانزيستورات التطبيقات العامة هي بحدود $50ns.$ بينما الزمن t_{Off} بحدود $200ns.$ وهناك بعض الترانزيستورات المصممة خصيصاً لتعمل كمفاتيح الكترونية (switching transistors) تمتاز بسرعتها العالية، إذ يكون الزمن t_{On} لمثل هذه الترانزيستورات بحدود $5ns.$ والزمن t_{Off} لها بحدود $10ns.$.

4.10 دوائر الترانزيستور pnp

جميع الدوائر التي تمت دراستها سابقاً إحتوت ترانزيستورات من النوع npn وذلك لأن هذا النوع من الترانزيستورات هو الأكثر إنتشاراً في الدوائر الالكترونية العملية.

وكل ما قيل سابقاً بخصوص دراسة وتصميم الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستورات من النوع npn يمكن تطبيقه على الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستورات من النوع pnp مع الأخذ بعين الإعتبار إتجاهات التيارات في هذه الترانزيستورات والفولطيات بين أطرافها.

مثال (21): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من V_B, V_E, I_E ، I_{CQ} و V_{CEQ}.



شكل (58)

وكما في حالة الترانزيستور من النوع npn، وحيث أن الشرط $\beta.R_E \geq 10R_2$ محقق، لأن:

$$\beta.R_E = 100(1x10^3) = 100x10^3\,\Omega$$

و:

$$10.R_2 = 10(6x10^3) = 60x10^3\,\Omega$$

لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية (approximate method)، وعليه فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{-12(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = -2V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = -2 - (-0.7) = -2 + 0.7 = -1.3V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.3}{1x10^3} = 0.0013A = 1.3mA$$

$$I_{CQ} = I_E = 1.3mA$$

لاحظ أتجاه كل من تياري الباعث I_E والمُجمّع I_C.

ولمخرج هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_{CQ}(R_E + R_C) + V_{CEQ} = 0$$

ومنها:

$$V_{CEQ} = -V_{CC} + I_{CQ}.(R_E + R_C) = -12 + (1.3x10^{-3}).(1x10^3 + 1x10^3) = -9.4V$$

4.11 إستقرارية الإنحياز (Bias Stability)

من المعروف أن نقطة عمل ($Q-po\text{int}$) الترانزيستور في أي من دوائر الإنحياز السابقة تعتمد على قيمة التيار الثابت المار في مُجمّع الترانزيستور (I_C) والمسبب من دائرة الإنحياز. ومن المعروف أيضاً أن قيمة تيار المُجمّع تعتمد على مقدار معامل تضخيم التيار للترانزيستور

(β) ومقدار الفولطية بين القاعدة والباعث (V_{BE}) وكذلك قيمة تيار التسرب في الترانزيستور (I_{CO}).

ولمّا كانت كل من β و V_{BE} و I_{CO} تتغير بتغير درجة حرارة الترانزيستور، حيث أن:

- معامل تضخيم التيار (β) يزداد بزيادة درجة حرارة الترانزيستور.
- الفولطية بين القاعدة والباعث (V_{BE}) تنقص بزيادة درجة حرارة الترانزيستور.
- قيمة تيار التسرب للترانزيستور (I_{CO}) يزداد بزيادة درجة حرارة الترانزيستور.

فإن قيمة تيار المُجمِّع للترانزيستور ستتغير بتغير درجة حرارته وبالتالي فإن نقطة عمل الترانزيستور ستتغير.

وللتعبيرعن مقدار تغير تيار المُجمِّع (I_C) عند تغير كل من β أو V_{BE} أو I_{CO} بمقدار وحدة واحدة فإنه يستخدم معامل الإستقرار لتيار المُجمِّع.

فمعامل إستقرار تيار المُجمِّع لتغير β هو:

$$S(\beta)=\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}=\frac{\partial I_C}{\partial \beta}$$

و معامل إستقرار تيار المُجمِّع لتغير V_{BE} هو:

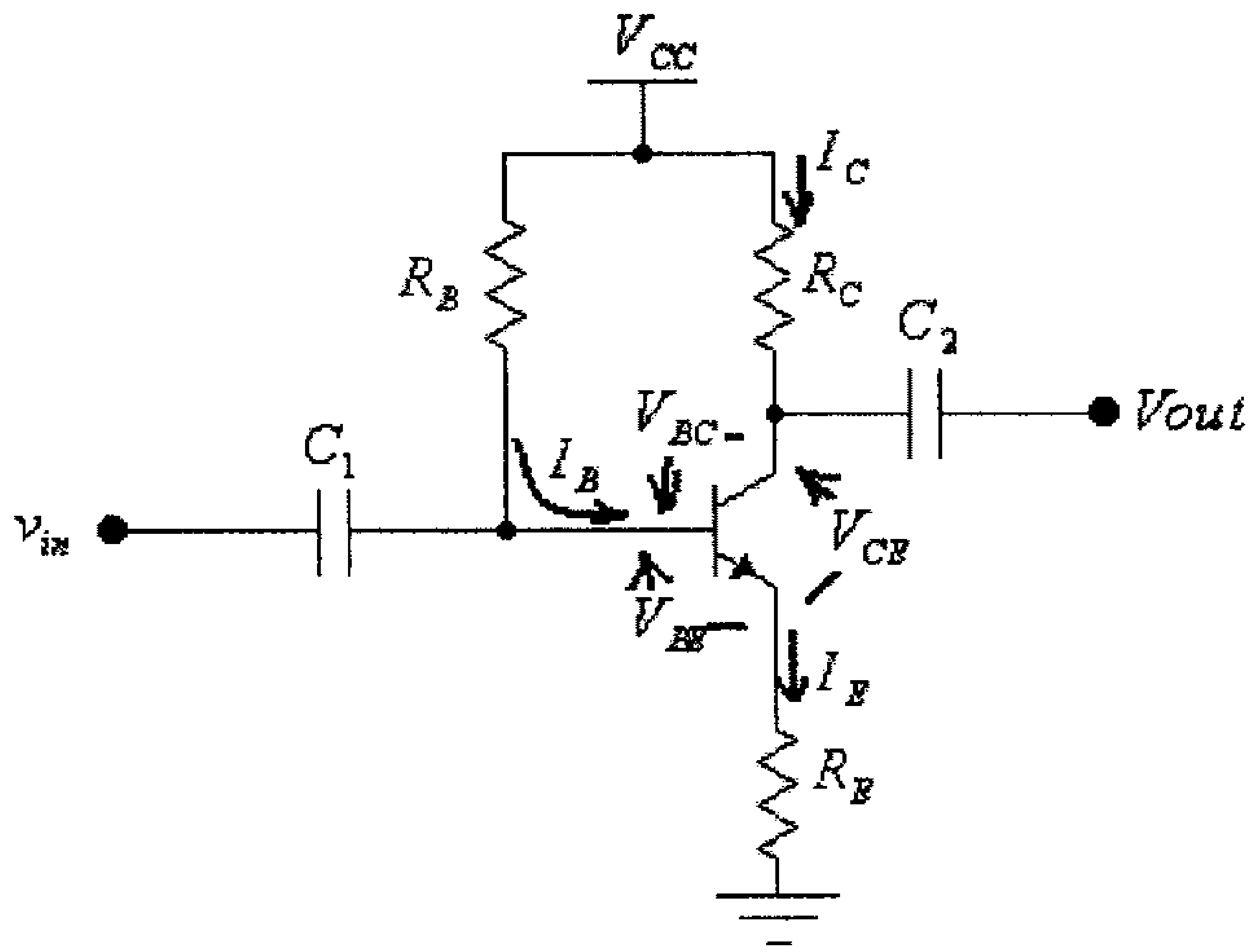
$$S(V_{BE})=\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}=\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$$

بينما معامل إستقرار تيار المُجمِّع لتغير I_{CO} هو:

$$S(I_{CO})=\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}=\frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}}$$

لاحظ أن قيمة قليلة لأي من معاملات الإستقرار السابقة تعني تغيراً قليلاً لتيار المُجمِّع عند تغير أي من القيم السابقة، فقيمة قليلة لمعامل الإستقرار $S(\beta)$ تعني تغيراً قليلاً لتيار المُجمِّع عند تغير المعامل β.

وكمثال على كيفية إيجاد أي من معاملات الإستقرار السابقة، فإننا سنتطرق الى إيجاد معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ لدائرة إنحياز الباعث المبينة أدناه.



شكل (59)

في هذه الدائرة:

$$I_B.R_B + V_{BE} + I_E.R_E = V_{CC}$$

ولكن:

$$I_E = I_C + I_B$$

أي أن:

$$I_B.R_B + V_{BE} + (I_C + I_B).R_E = V_{CC}$$

وبما أن:

$$I_C = \beta.I_B + (\beta+1).I_{CO}$$

فإن:

$$I_B.R_B + V_{BE} + \{\beta.I_B + (\beta+1).I_{CO} + I_B\}.R_E = V_{CC}$$

ومنها:

$$I_B.R_B + \beta.I_B.R_E + I_B.R_E = V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{CO}$$

أي أن:

$$I_B.(R_B + \beta.R_E + R_E) = V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{CO}$$

أو:

$$I_B.[R_B + (\beta+1).R_E] = V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{CO}$$

أي أن تيار القاعدة هو:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{CO}}{R_B + (\beta+1).R_E}$$

ولكن، وكما ذُكر سابقاً، فإن تيار المُجمِّع لهذه الدائرة هو:

$$I_C = \beta.I_B + (\beta+1).I_{CO}$$

أي أن:

$$I_C = \beta.\left[\frac{V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{CO}}{R_B + (\beta+1).R_E}\right] + (\beta+1).I_{CO}$$

وهذه المعادلة يمكن كتابتها أيضاً بالصورة:

$$I_C = \beta.\left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1).R_E}\right] - \frac{\beta.(\beta+1).R_E.I_{CO}}{R_B + (\beta+1).R_E} + (\beta+1).I_{CO}$$

وتستطيع الآن إيجاد قيمة معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ بإيجاد مشتقة I_C بالنسبة لـ I_{CO}، لتجد أن:

$$S(I_{CO}) = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = -\frac{\beta.(\beta+1).R_E}{R_B + (\beta+1).R_E} + (\beta+1)$$

وبإخراج القيمة $(\beta+1)$ كعامل مشترك، نجد أن:

$$S(I_{CO}) = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}} = (\beta+1).\left(1 - \frac{\beta.R_E}{R_B + (\beta+1).R_E}\right)$$

$$= (\beta+1).\left(\frac{R_E + R_B}{R_B + (\beta+1).R_E}\right)$$

أي أن:

$$S(I_{CO}) = (\beta+1).\left(\frac{1 + \frac{R_B}{R_E}}{\frac{R_B}{R_E} + (\beta+1)}\right)$$

يلاحظ من هذه المعادلة أنه وعندما تكون القيمة $\frac{R_B}{R_E}$ كبيرةَ جداً، فإن قيمة معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ تصبح تقريباً تساوي القيمة $(\beta+1)$، أي في هذه الحالة فإن:

$$S(I_{CO}) \quad \approx (\beta+1).$$

وعندما تكون القفيمة $\frac{R_B}{R_E}$ صغيرةً جداً، فإن قيمة معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ تصبح تقريباً تساوي الواحد، أي:

$$S(I_{CO}) \quad \approx 1$$

مما ذُكر أعلاه يمكن الإستنتاج أنه كلما كانت قيمة المقاومة R_E كبيرة فإن قيمة معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ تقل وتقترب من الواحد الذي هو حدها الأدنى.

ومن ذلك يمكن الإستنتاج أنه ولدائرة الإنحياز الثابت (fixed-bias circuit)، ولكون أن قيمة المقاومة R_E في هذه الدائرة تساوي صفراً، فإن قيمة معامل الإستقرار $S(I_{CO})$ تصبح مساوية للقيمة $(\beta+1)$.

ويمكن بنفس الطريقة إيجاد باقي معاملات الإستقرار ولدوائر الإنحياز المختلفة.

ولإيجاد مقدار تغير تيار المُجمِّع (I_C) عند تغير درجة الحرارة (تغير كل من β و V_{BE} و I_{CO} في آن واحد) ، فإنه يمكن إستخدام مفهوم التفاضل الكلي (total differential)، لنجد أن:

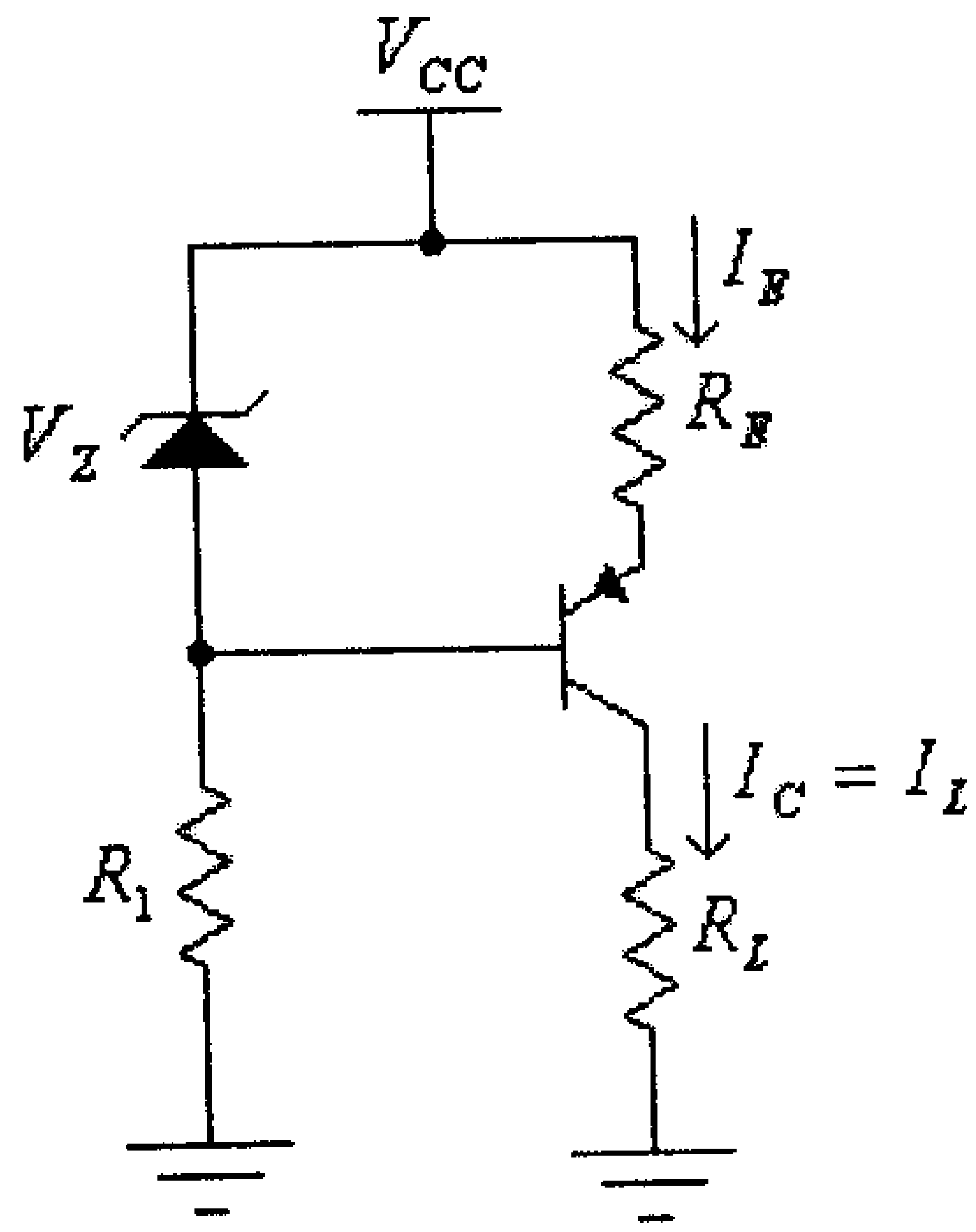
$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta}.(\Delta\beta) + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}.(\Delta V_{BE}) + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CO}}.(\Delta I_{CO})$$

4.12 بعض التطبيقات العملية

لايقتصر إستخدام الترانزيستورات، وكما قد يتبادر الى ذهن القاريء، على بناء دوائر التضخيم المختلفة، وإنما يوجد لها تطبيقات عديدة يصعب حصرها. وفي مايلي بعض التطبيقات المختلفة للترانزيستورات :

- **مصدر تيار ثابت (Constant current source):**

يُعرف مصدر التيار بإنه ذلك المصدر الذي يستطيع تغذية الحمل بقيمة ثابتة للتيار بغض النظر عن قيمة فرق الجهد بين طرفيه. الدائرة التالية تغذي الحمل R_L بتيار قيمته ثابتة ولا تعتمد على قيمة مقاومة الحمل أو فرق الجهد بين طرفيه وكذلك لا تعتمد على فولطية التغذية للدائرة (V_{CC}).



شكل (60)

في هذه الدائرة:

$$V_Z = V_{RE} + V_{EB}$$

أي أن:

$$V_{RE} = V_Z - V_{EB}$$

ومنها:

$$I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

ولكن:

$$I_E = I_C = I_L$$

لذا، فإن:

$$I_L = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

من هذه المعادلة تلاحظ أن قيمة تيار الحمل I_L تبقى ثابتة ولا تعتمد على مقاومة الحمل R_L أو فولطية التغذية V_{CC}.

- **مولد موجة سن منشار (Sawtooth generator):**

لو إستبدلنا الحمل R_L بمكثف، فإن هذا المكثف سيتم شحنه بتيار ثابت القيمة، وكما تم إستناجه من الدائرة السابقة:

$$I_C = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E}$$

ولكون العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي المكثف والتيار المار به، هي:

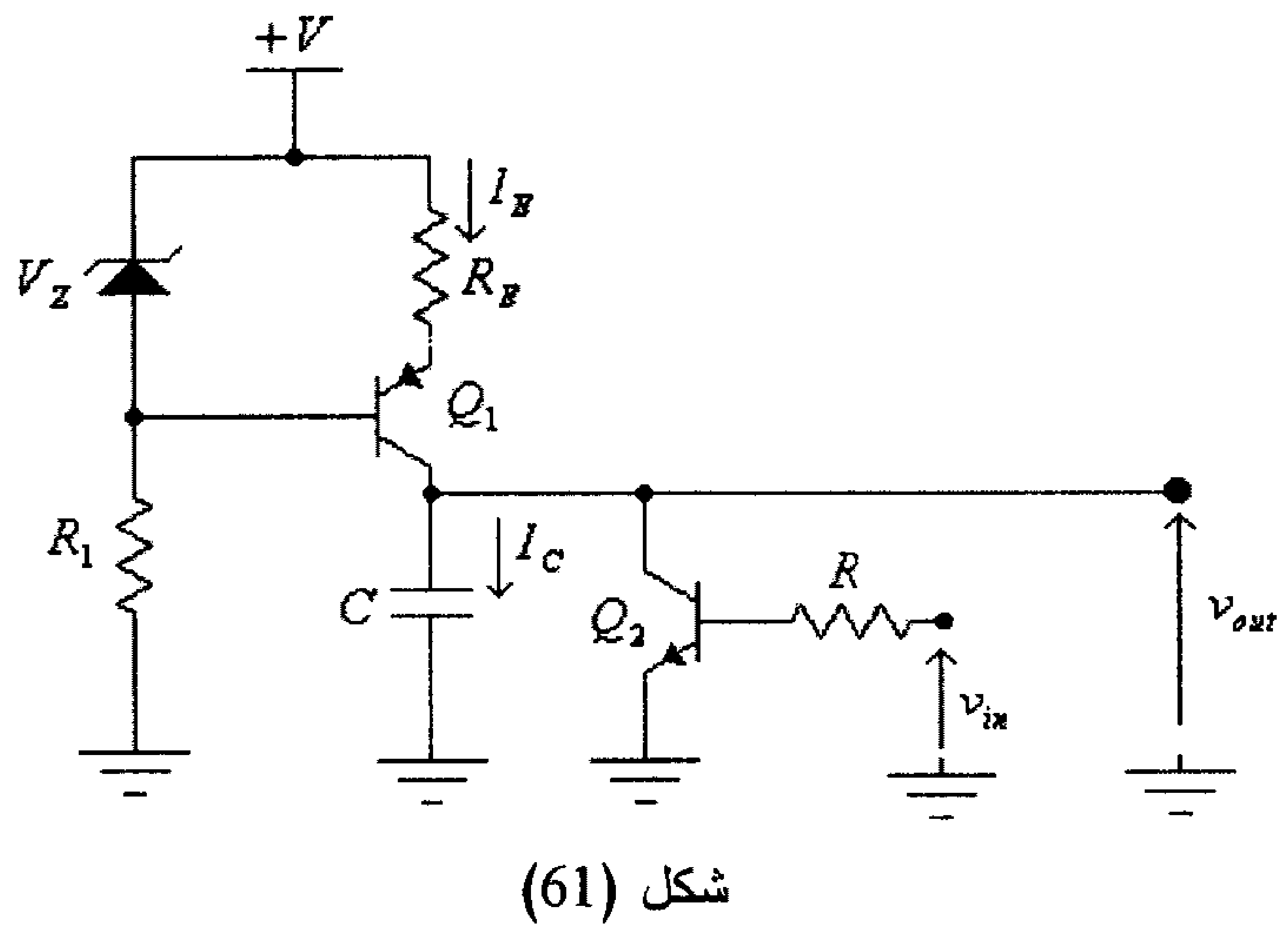
$$v_C = \frac{1}{C}\int i_C . dt$$

لذا يكون فرق الجهد بين طرفي المكثف:

$$v_C = \frac{1}{C}\int i_C . dt = \frac{1}{C}.I_C.t = \frac{V_Z - V_{EB}}{R_E . C}.t$$

ولكون المقدار $\frac{V_Z - V_{EB}}{R_E . C}$ ثابتاً، فيمكن الإستنتاج أن فرق الجهد بين طرفي المكثف سيزداد بشكل خطي.

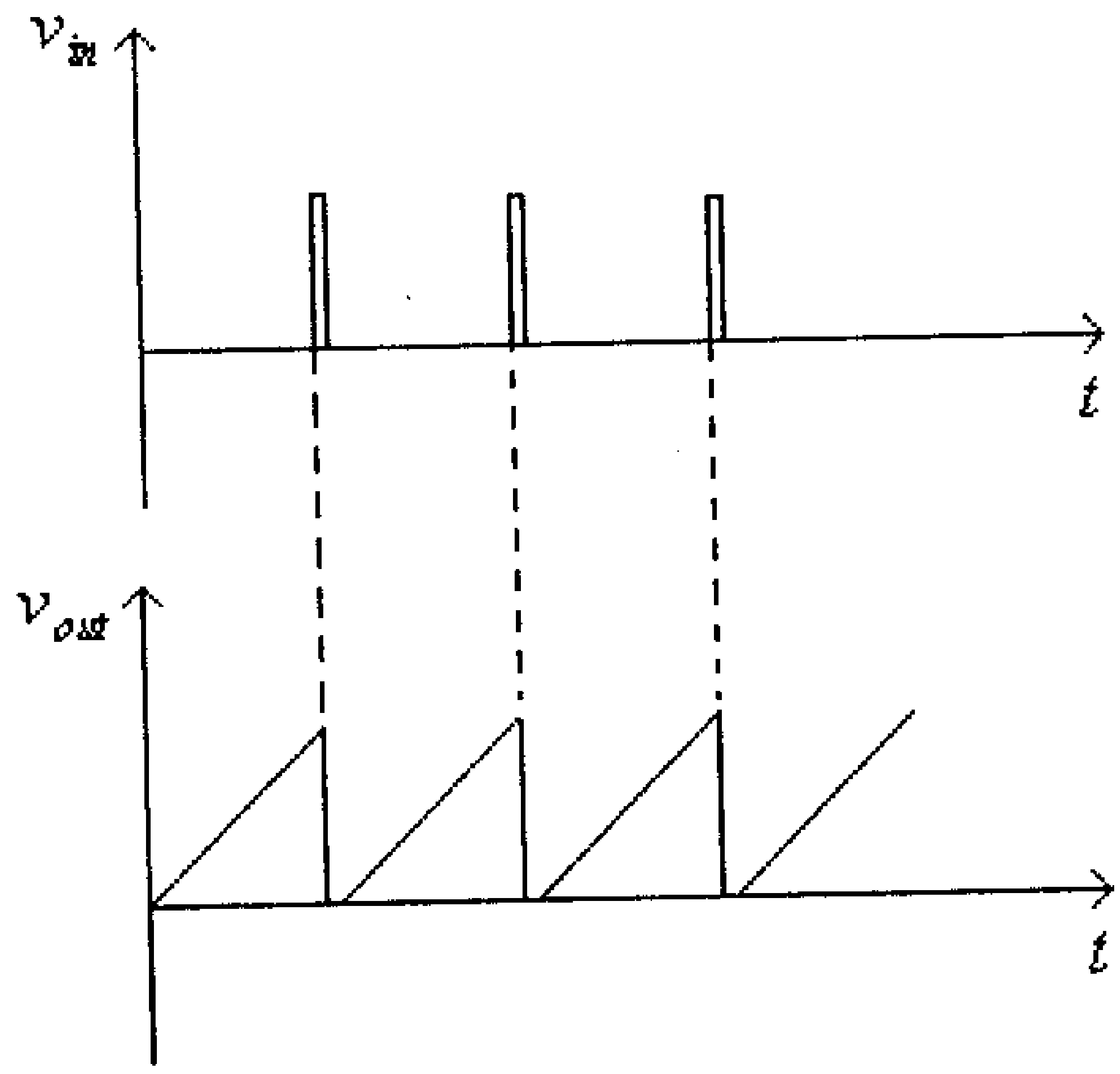
ولو تم إضافة ترانزيستور ليتم تفريغ هذا المكثف عند لحظات زمنية معينة لأمكننا الحصول على موجة فرق جهد بشكل سن المنشار، كما في الدائرة التالية.



شكل (61)

في هذه الدائرة، وكما ذُكر سابقاً، فعندما تكون $v_{in}=0$ يكون الترانزيستور Q_2 في وضع (off) ويتم شحن المكثف C بتيار ثابت، ويزاد فرق الجهد المخرجي v_{out} بشكل خطي، وعند ظهور النبضة v_{in} يصبح الترانزيستور Q_2 في حالة إشباع ويتم تفريغ المكثف C خلاله.

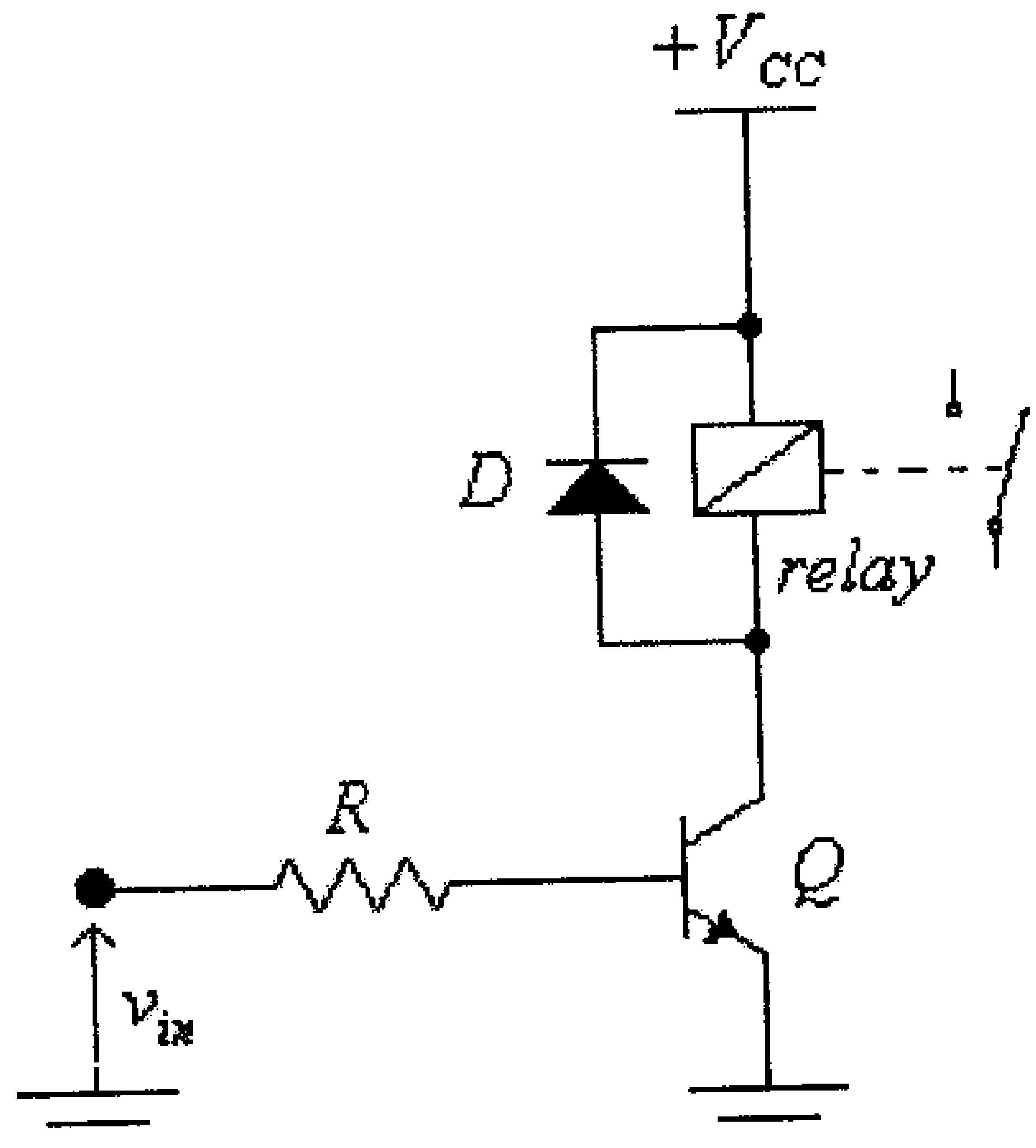
والشكل التالي يبين موجتي الفولطية v_{in} و v_{out} لهذه الدائرة.



شكل (62)

- **التحكم بتشغيل حاكمة (Relay)**

الدائرة التالية تُستخدم لتشغيل حاكمة (relay).



شكل (63)

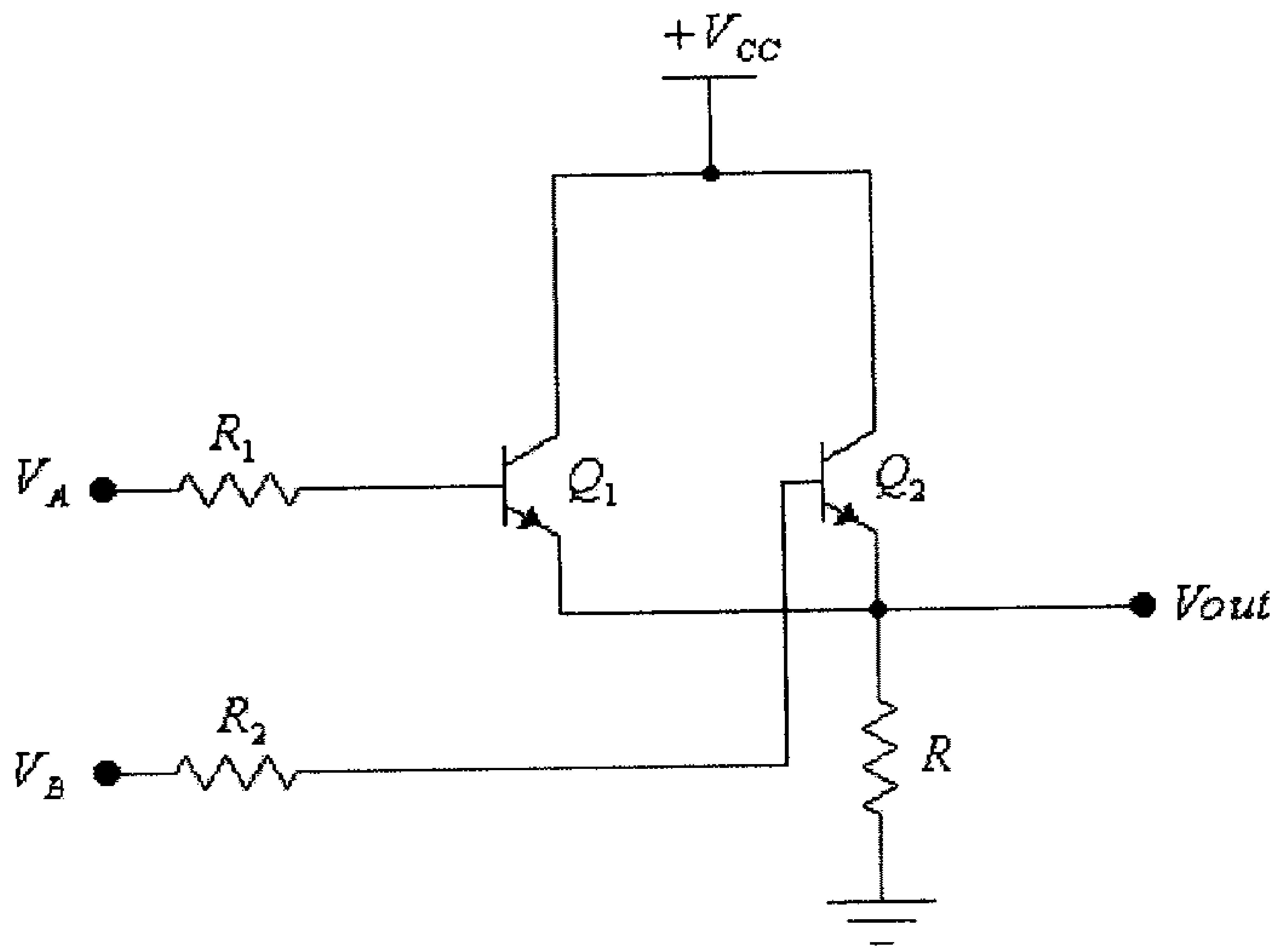
عندما تكون الفولطية v_{in} عالية يصبح الترانزيستور Q في حالة إشباع وتتم تغذية ملف الحاكمة وتغلق تلامسات الحاكمة، لاحظ أن الديود D يكون في هذه الحالة بحالة إنحياز عكسي. وعندما تصبح $v_{in} = 0$ يكون الترانزيستور Q في وضع (off) ويستمر تيار ملف الحاكمة بالمرور من خلال الديود وتبدأ قيمة هذا التيار بالتناقص حتى يتلاشى المجال المغناطيسي الناتج من ملف الحاكمة ثم تفتح تلامسات الحاكمة.

لاحظ أن الديود D المستخدم في هذه الدائرة يسمى ديود المرور الحر (free-wheeling diode) لأنه يؤمن ممراً حراً لتيار ملف الحاكمة عندما يصبح الترانزيستور Q في وضع (off)، وهذا يؤدي الى منع ظهور فولطيات عالية بين أطراف الترانزيستور، قد تؤدي الى تعطله، (لقد تم شرح دور هذا الديود في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب).

– **البوابات المنطقية (Logic gates)**

يمكن بإستخدام الترانزيستورات بناء بوابات منطقية مختلفة مثل بوابة العاكس (inverter) التي تم شرحها سابقاً والبوابتين AND و OR.

يبين الشكل التالي بوابة OR المنطقية.

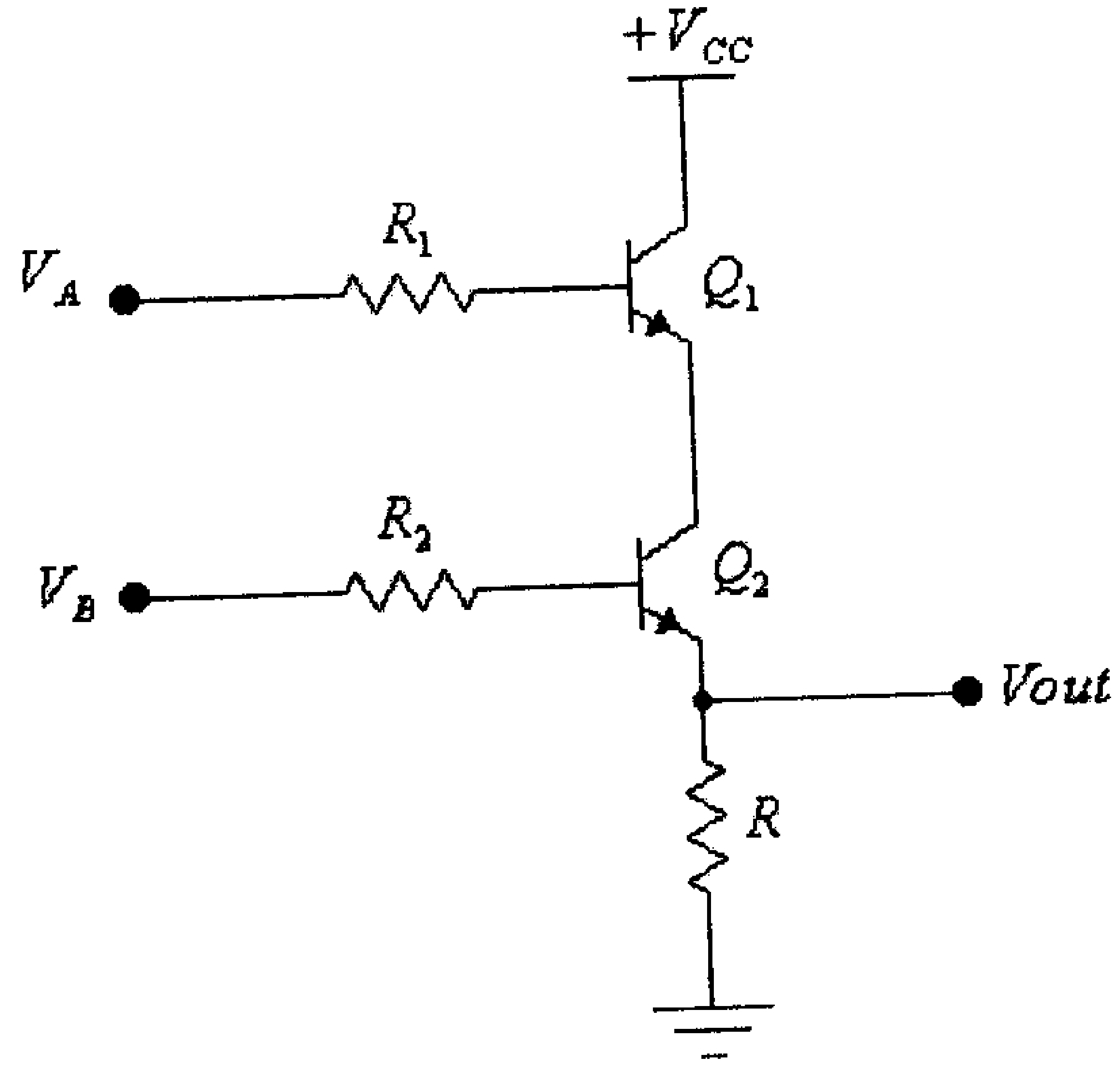


شكل (64)

في هذه الدائرة وعندما تكون قيمة المدخل V_A عالية فإن الترانزيستور Q_1 يصبح في حالة إشباع وتصبح $Vout \approx V_{CC}$، وكذلك عندما تكون قيمة المدخل V_B عالية فإن الترانزيستور Q_2

يصبح في حالة إشباع وتصبح $Vout \approx V_{CC}$ كذلك، وعندما تكون القيمتان V_A و V_B عالية بنفس الوقت فإن $Vout \approx V_{CC}$ أيضاً، أي أن هذه الدائرة تنفذ الدالة المنطقية OR. (يمكن مراجعة الوحدة الثانية من هذا الكتاب للإطلاع على جدول الحقيقة الخاص بهذه البوابة المنطقية).

الدائرة التالية تمثل البوابة المنطقية AND.



شكل (65)

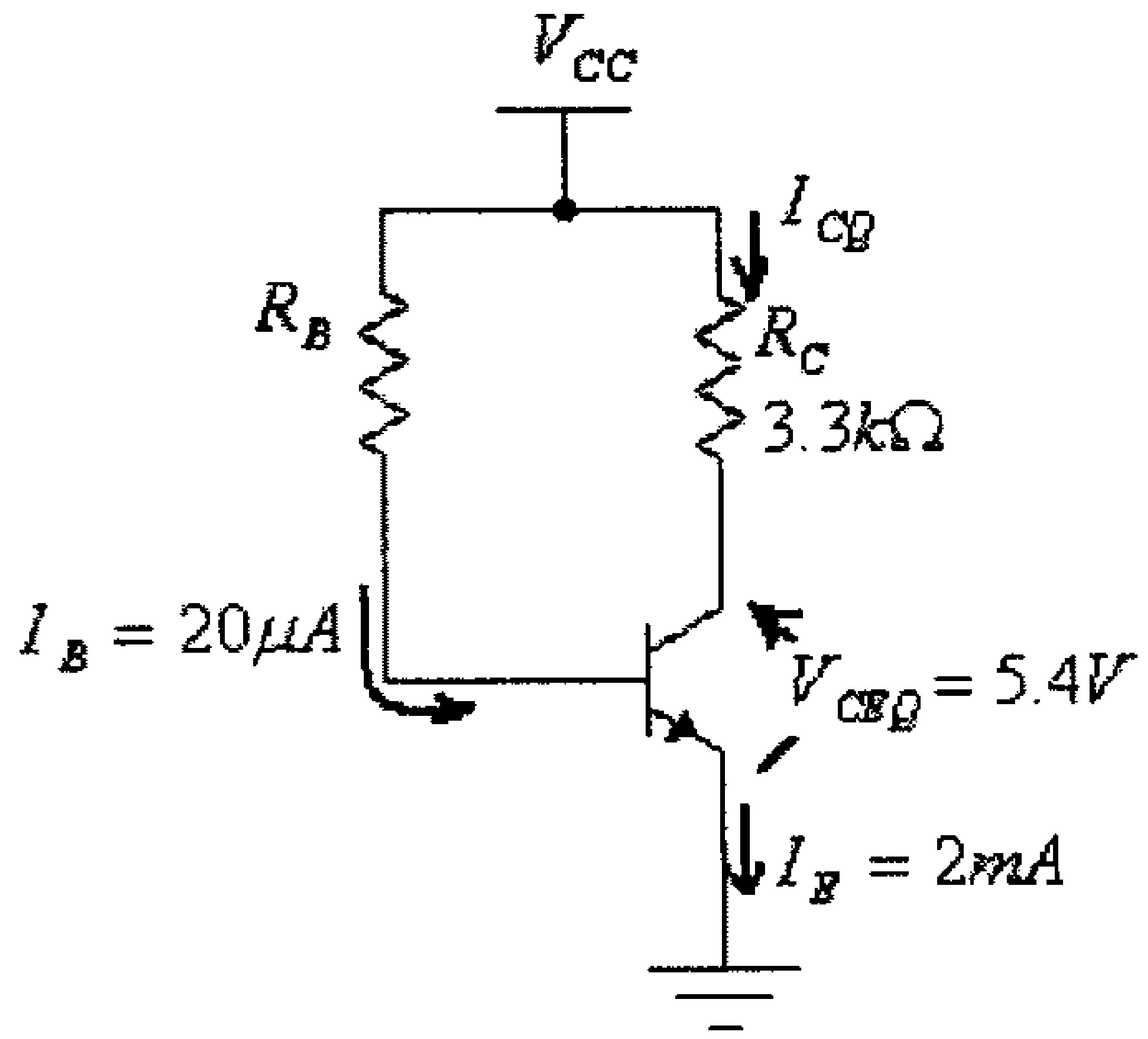
يلاحظ من هذه الدائرة أن لـــ $Vout$ قيمة عالية فقط عندما تكون قيمة كل من V_A و V_B عالية، في هذه الحالة فإن الترانزيستورين Q_1 و Q_2 يصبحان وبنفس الوقت في حالة إشباع، وتكون:

$$Vout = V_{CC} - 2V_{CEsat} \approx V_{CC}$$

ومما يجب ذكره أن الدوائر المنطقية المبنية بإستخدام الترانزيستورات يطلق عليها منطق الترانزيستور-الترانزيستور (transistor-transistor logic) أو إختصاراً (TTL).

4.13 أمثلة محلولة

مثال (1): لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من: I_{CQ}, V_{CC}, β, و R_B.



شكل (66)

الحل:

$$I_{CQ} \approx I_E = 2mA$$

$$V_{CC} = V_{CE} + I_{CQ}.R_C = 5.4 + (2x10^{-3}).(3.3x10^3) = 12V$$

$$\beta = \frac{I_{CQ}}{I_B} = \frac{2x10^{-3}}{20x10^{-6}} = 100$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12 - 0.7}{20x10^{-6}} = 565x10^3\,\Omega = 565k\Omega$$

مثال (2): ما قيمة تيار الإشباع (I_{Csat}) للدائرة في المثال السابق، ما قيمة المقاومة R_B التي تجعل هذا الترانزيستور في حالة إشباع.

الحل:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{3300} = 3.6x10^{-3}\,A = 3.6mA$$

أقل قيمة لتيار القاعدة I_B اللازم لجعل الترانزيستور في حالة إشباع هي:

$$I_B = \frac{I_{Csat}}{\beta} = \frac{3.6x10^{-3}}{100} = 36x10^{-6}\,A = 36\mu A$$

أي أن أعلى قيمة للمقاومة R_B لجعل الترانزيستور في حالة إشباع هي:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12 - 0.7}{36x10^{-6}} = 313x10^3\,\Omega = 313k\Omega$$

وهذا يعني أن أي قيمة للمقاومة R_B أقل أو تساوي $313k\Omega$ ستجعل الترانزيستور في حالة إشباع.

مثال (3): لدائرة الإنحياز الثابت ولنقطة العمل ($Q - point$) المبينتان في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة كل من: V_{CC}، V_{CEQ}، I_{CQ}، I_B، I_E و V_C.

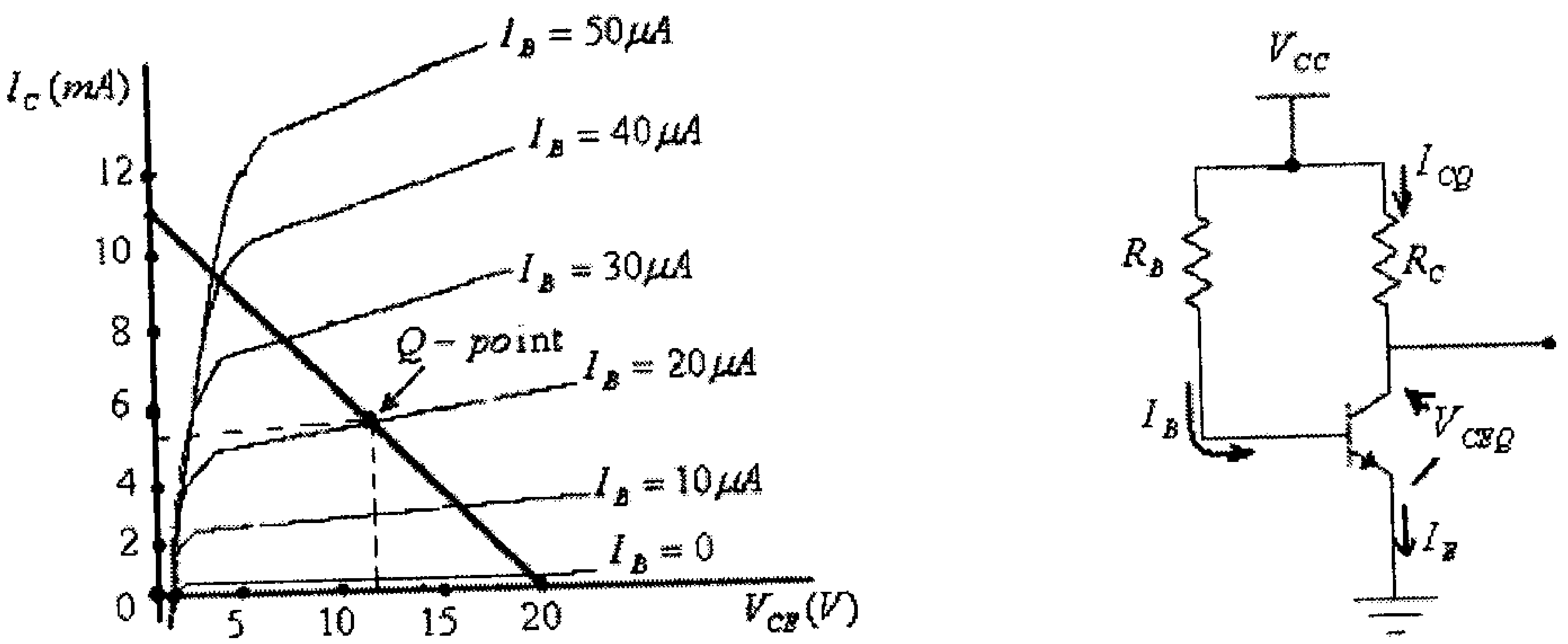
ب) قيمة كل من المقاومتين R_C و R_B

ج) أوجد قيمة كل من المعاملين β و α للترانزيستور.

د) تيار الإشباع (I_{Csat}).

هــ) القدرة الكهربائية المستهلكة في كل من الترانزيستور والمقاومتين R_C و R_B.

و) القدرة الكهربائية المُزودة من مصدر التغذية.



شكل (67)

الحل:

أ) قيمة V_{CC} تحدد من نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي، أي أن:

$$V_{CC} = 20V$$

ومن إحداثيات نقطة العمل ($Q - point$)، نجد:

$$V_{CEQ} = 11V$$

$$I_{CQ} = 5.1mA$$

$$I_B = 20\mu A$$

ومن كون أن تياري المُجمِّع I_C والباعث I_E متساوين تقريباً، نجد:

$$I_E \approx I_{CQ} = 5.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

وأن:

$$V_E = 0$$

فإن:

$$V_C = V_{CE} = 11V$$

ب)

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{20 - 11}{5.1x10^{-3}} = 1765\Omega \approx 1.8k\Omega$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 - 0.7}{20x10^{-6}} = 965x10^3\Omega = 965k\Omega$$

ج)

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{5.1x10^{-3}}{20x10^{-6}} = 255$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = \frac{255}{255 + 1} = 0.9961$$

د) يمكن إيجاد قيمة تيار الإشباع بطريقتين، فمن تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي، نجد:

$I_{Csat} = 11mA$

أو من:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{20}{1.8x10^3} \approx 11x10^{-3} = 11mA$$

هــ) القدرة المستهلكة في الترانزيستور هي:

$$P_C = V_{CEQ}.I_{CQ} = (11).(5.1x10^{-3}) = 56.1x10^{-3}W = 56.1mW$$

القدرة المستهلكة في المقاومة R_C هي:

$$P_{RC} = I_{CQ}^2.R_C = (5.1x10^{-3})^2.(1.8x10^3) = 46.8x10^{-3}W = 46.8mW$$

القدرة المستهلكة في المقاومة R_B هي:

$$P_{RB} = I_B^2.R_B = (20x10^{-6})^2.(965x10^3) = 3.9x10^{-4}W = 0.39mW$$

و) القدرة المزودة من المصدر هي:

$$P = P_C + P_{RC} + P_{RB} = 56.1 + 46.8 + 0.39 = 103.3mW$$

ولكون القدرة المستهلكة في R_B قليلة، فإن:

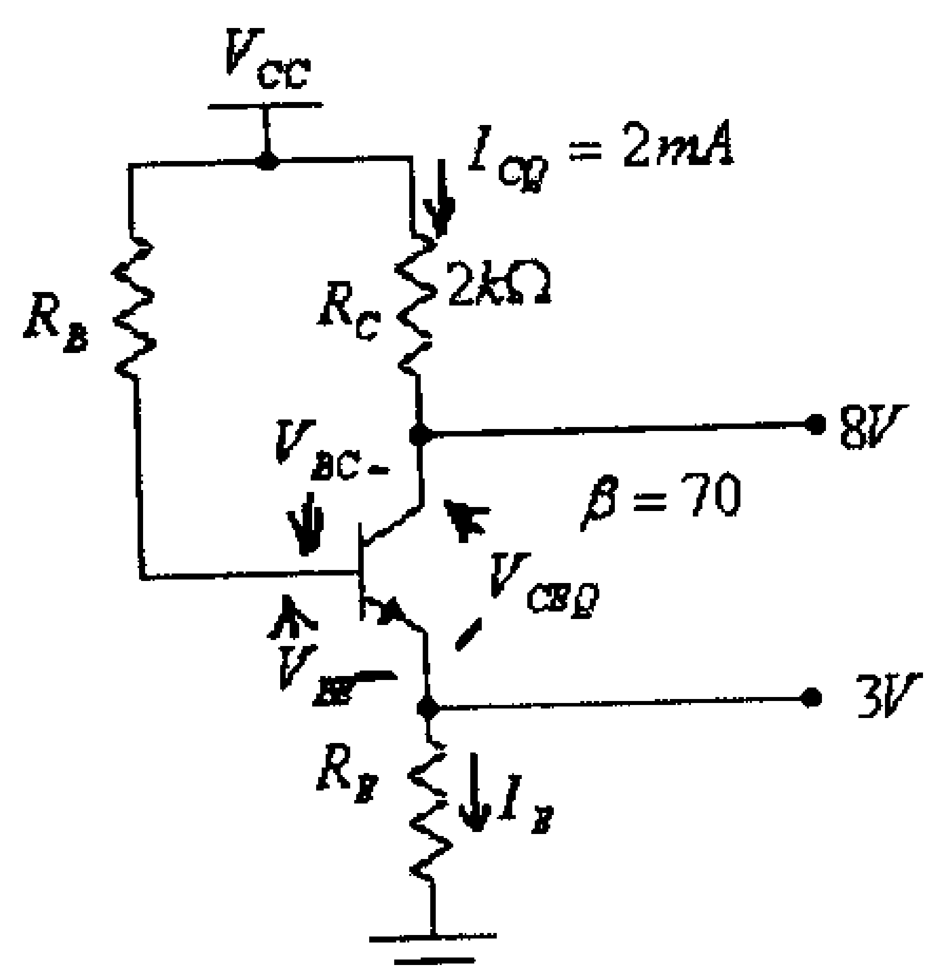
$$P = P_C + P_{RC} = 56.1 + 46.8 = 102.9mW$$

أو، كذلك:

$$P = V_{CC}.I_C = (20).(5.1x10^{-3}) = 102x10^{-3}W = 102mW$$

مثال (4): لدائرة إنحياز الباعث التالية، أوجد قيمة كل من:

V_{CC}، R_E، R_B، V_{CEQ}، V_{BC} و V_B.



شكل (68)

الحل:

$$V_{RC} = I_{CQ}.R_C = (2x10^{-3}).(2x10^{3}) = 4V$$

$$V_{CC} = V_C + V_{RC} = 8 + 4 = 12V$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3}{2x10^{-3}} = 1500\Omega = 1.5k\Omega$$

لاحظ أن:

$$I_E \approx I_{CQ} = 2mA$$

$$I_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{2x10^{-3}}{70} = 28.6x10^{-6}A = 28.6\mu A$$

ومن كون أن:

$$V_{CC} - I_B.R_B - V_{BE} - V_E = 0$$

نجد أن:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \frac{12 - 0.7 - 3}{28.6x10^{-6}} = 290x10^{3}\Omega = 290k\Omega$$

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 8 - 3 = 5V$$

ومن كون أن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

نجد أن:

$$V_{BC} = -V_{CE} + V_{BE} = -5 + 0.7 = -4.3V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 3 + 0.7 = 3.7V$$

مثال (5): لدائرة إنحياز الباعث ولنقطة العمل ($Q-point$) المبينتان في الشكل التالي:

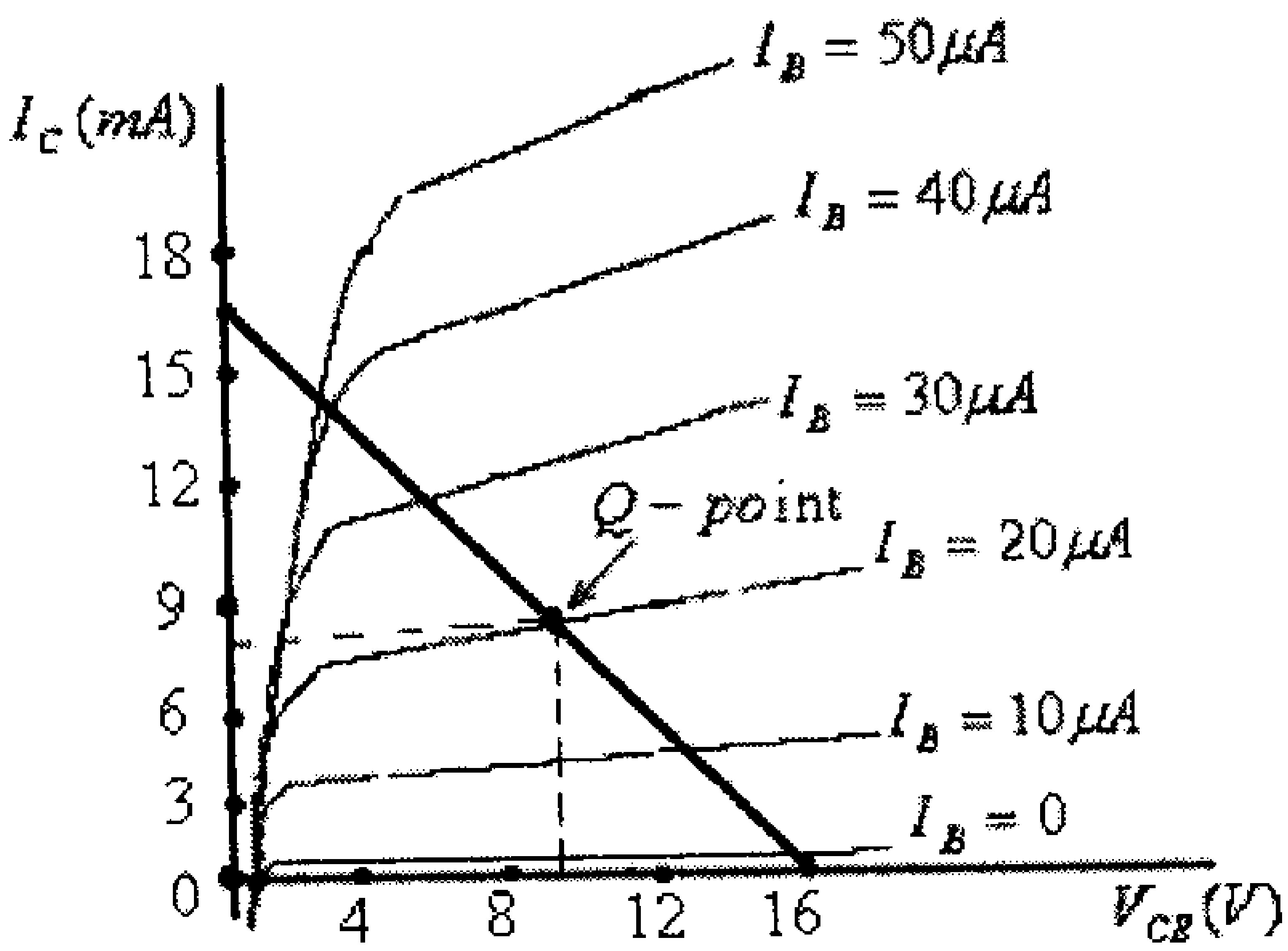
أ) أوجد قيمة كل من: V_{CC} ، V_{CEQ} ، I_{CQ} ، I_B ، I_E ، V_E ، V_B و V_C.

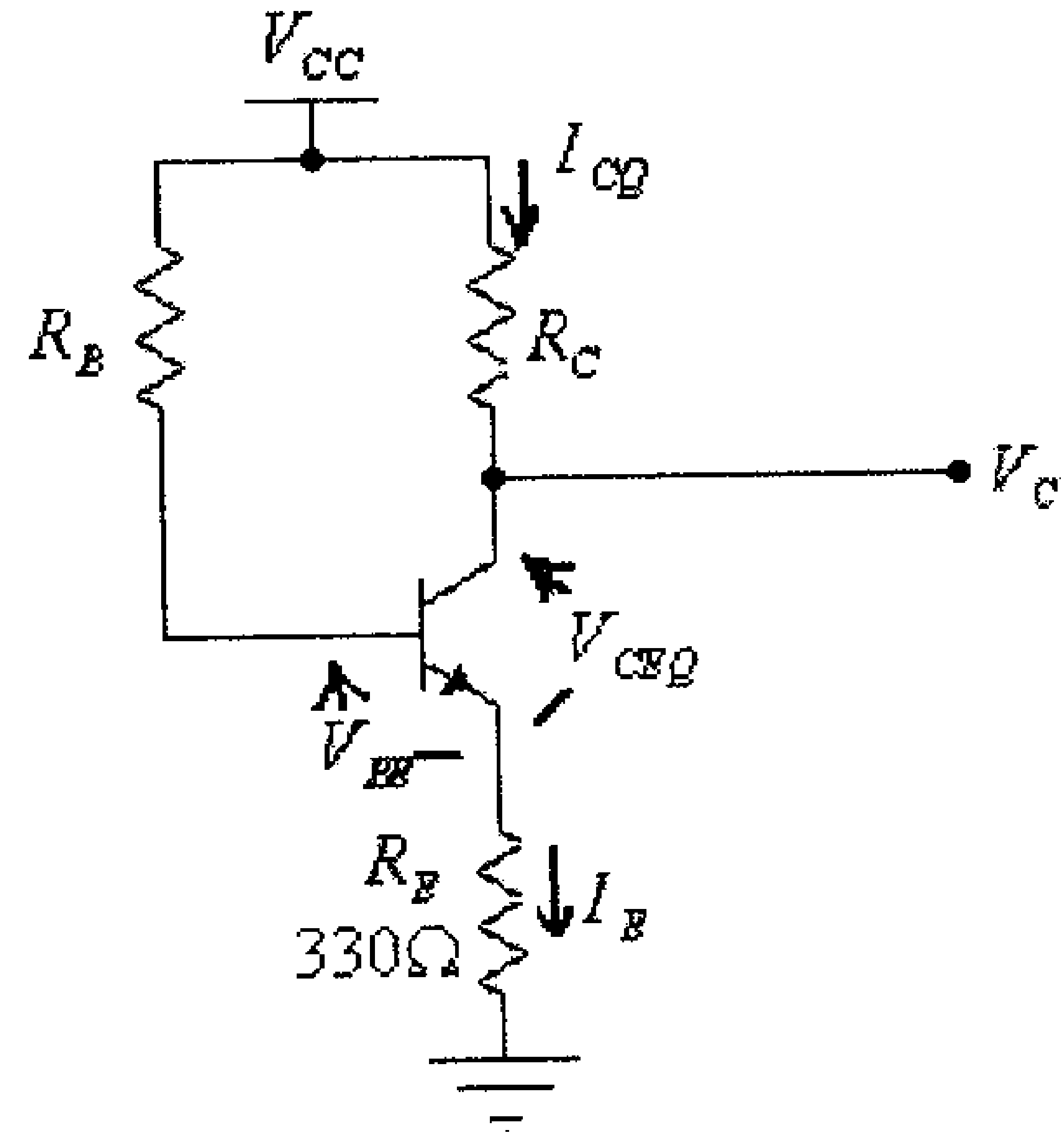
ب) قيمة كل من المقاومتين R_C و R_B

ج) تيار الإشباع (I_{Csat}).

د) القدرة الكهربائية المستهلكة في كل من الترانزيستور والمقاومات R_C ، R_E و R_E.

هـ) القدرة الكهربائية المُزودة من مصدر التغذية.





شكل (69)

الحل:

أ) قيمة V_{CC} تحدد من نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي، أي أن:

$$V_{CC} = 16V$$

ومن إحداثيات نقطة العمل ($Q-point$)، نجد:

$$V_{CEQ} = 9V$$

$$I_{CQ} = 7.5mA$$

$$I_B = 20\mu A$$

ومن كون أن تياري المُجمِّع والباعث متساوين تقريباً، نجد:

$$I_E \approx I_{CQ} = 7.5mA$$

و:

$$V_E = I_E.R_E = (7.5x10^{-3}).(330) = 2.48V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2.48 + 0.7 = 3.18V$$

فإن:

$$V_C = V_E + V_{CEQ} = 2.48 + 9 = 11.48V$$

ب)

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = \frac{16 - 11.48}{7.5x10^{-3}} = 603\Omega \approx 600\Omega$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_B}{I_B} = \frac{16 - 3.18}{20x10^{-6}} = 641x10^3\,\Omega \approx 640k\Omega$$

ج) يمكن إيجاد قيمة تيار الإشباع بطريقتين، فمن تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي، نجد:

$$I_{Csat} \approx 17mA$$

أو من:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{16}{600 + 330} \approx 17.2x10^{-3} = 17.2mA$$

د) القدرة المستهلكة في الترانزيستور هي:

$$P_C = V_{CE}.I_C = (9).(7.51x10^{-3}) = 67.5.1x10^{-3}W = 67.5mW$$

القدرة المستهلكة في المقاومة R_C هي:

$$P_{RC} = I_C^2.R_C = (7.5x10^{-3})^2.(600) = 33.8x10^{-3}W = 33.8mW$$

القدرة المستهلكة في المقاومة R_E هي:

$$P_{RE} = I_E^2.R_E = (7.5x10^{-3})^2.(330) = 18.6x10^{-3}W = 18.6mW$$

القدرة المستهلكة في المقاومة R_B هي:

$$P_{RB} = I_B^2.R_B = (20x10^{-6})^2.(640x10^3) = 2.6x10^{-4}W = 0.26mW$$

هـ) القدرة الممزودة من المصدر هي:

$$P = P_C + P_{RC} + P_{RE} + P_{RB} = 67.5 + 33.8 + 18.6 + 0.26 = 120.16mW$$

ولكون القدرة المستهلكة في R_B قليلة، فإن:

$$P = P_C + P_{RC} + P_{RE} = 67.5 + 33.8 + 18.6 = 119.9mW$$

أو، كذلك:

$$P = V_{CC}.I_C = (16).(7.5x10^{-3}) = 120x10^{-3}W = 120mW$$

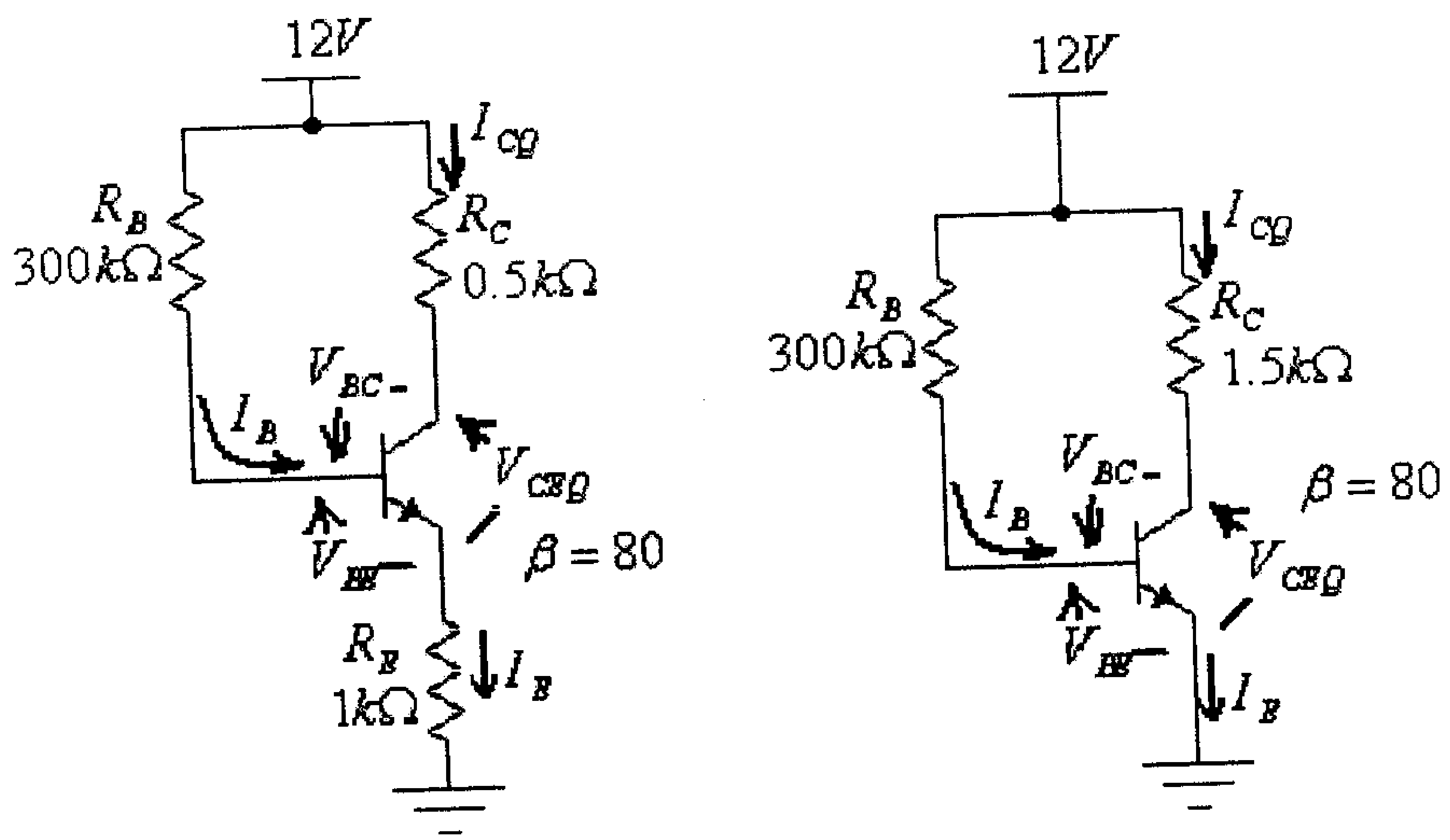
مثال (6): الشكل التالي يبين دائرتين أحدهما دائرة إنحياز ثابت والأخرى دائرة إنحياز الباعث:

أ) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين.

ب) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين، لو تغير المعامل β للترانزيسور، المُستخدم في كل من هاتين الدائرتين، بمقدار 50%.

ج) ما هي قيمة التغير النسبي في كل من قيم I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين عند تغير β للترانزيسور، المُستخدم في كل من هاتين الدائرتين، بمقدار 50%.

د) في أي من هاتين الدائرتين التغير في I_{CQ} و V_{CEQ} أقل، أو بمعنى آخر، في أي من هاتين الدائرتين قيم كل من I_{CQ} و V_{CEQ} أكثر إستقراراً عند تغير β للترانزيسور.



شكل (70)

الحل:

أ) لدائرة الإنحياز الثابت:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3} = 0.0000377A = 37.7\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta . I_{BQ} = 80.(37.7x10^{-6}) = 3.02x10^{-3}A = 3.02mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_C = 12 - 3.02x10^{-3}(1.5x10^3) = 7.47V$$

لدائرة إنحياز الباعث:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3 + (81)(1x10^3)} = 0.0000297A = 0.0297mA$$

$$I_{CQ} = \beta . I_{BQ} = 80.(0.0297) = 2.38mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.38x10^{-3}(1.5x10^3) = 8.43V$$

ب) القيمة الجديدة لــ β هي:

$$\beta = (1.5)(80) = 120$$

لدائرة الإنحياز الثابت، فإن:

$$I_{CQ} = \beta . I_B = 120.(37.7x10^{-6}) = 4.52x10^{-3}A = 4.52mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_C = 12 - 4.52x10^{-3}(1.5x10^3) = 5.22V$$

لدائرة إنحياز الباعث:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{300x10^3 + (121)(1x10^3)} = 0.0000268A = 0.0268mA$$

$$I_{CQ} = \beta . I_{BQ} = 120.(0.0268) = 3.22mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 3.22x10^{-3}(1.5x10^3) = 7.17V$$

ج) لدائرة الإنحياز الثابت:

$$\Delta I_{CQ} = \left|\frac{4.52 - 3.02}{3.02}\right| x100\% = 49.7\%$$

$$\Delta V_{CEQ} = \left|\frac{5.22 - 7.47}{7.47}\right| x100\% = 30.1\%$$

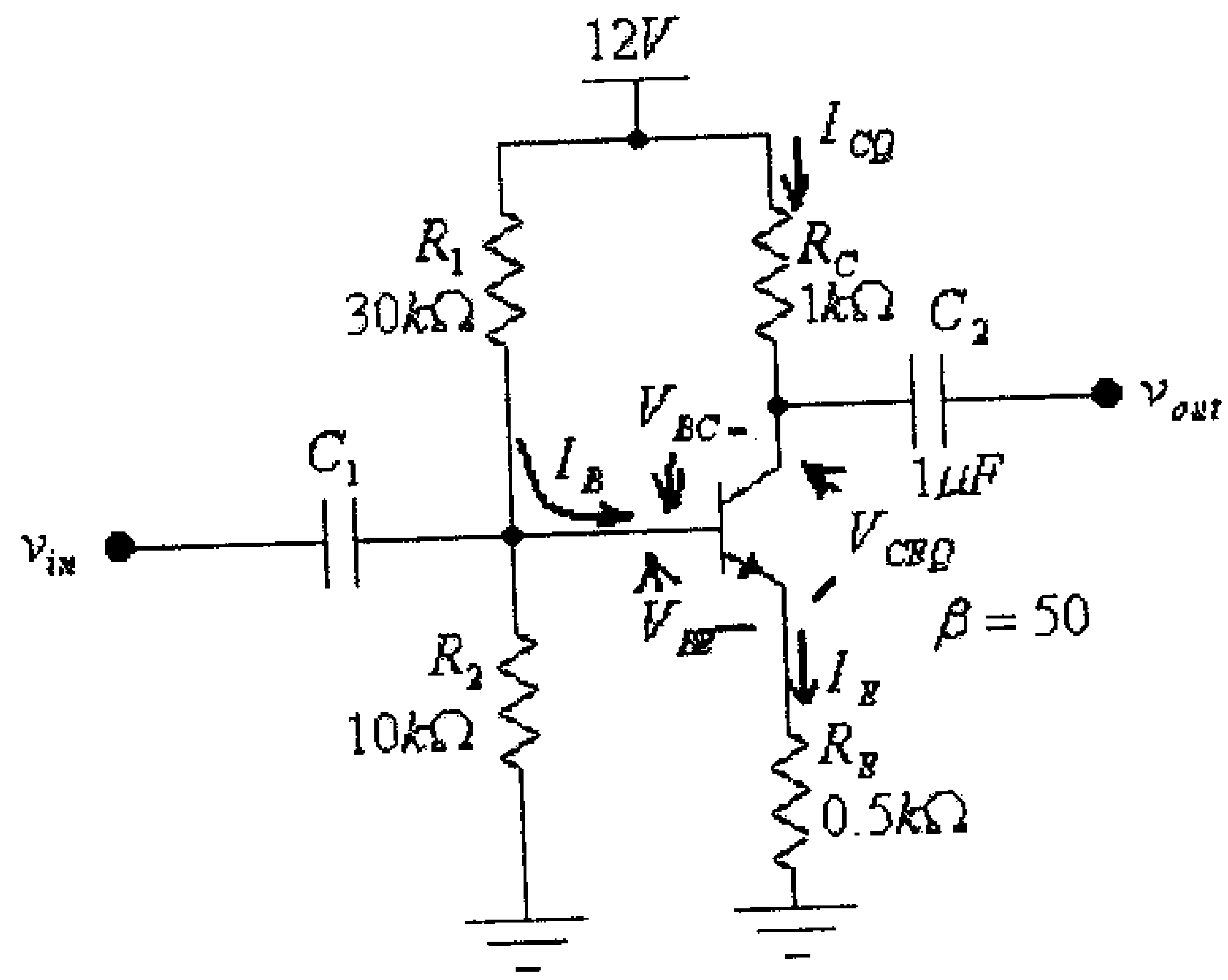
لدائرة إنحياز الباعث:

$$\Delta I_{CQ} = \left|\frac{3.22 - 2.38}{2.38}\right| x100\% = 35.3\%$$

$$\Delta V_{CEQ} = \left|\frac{7.17 - 8.43}{8.43}\right| x100\% = 15\%$$

د) مما سبق يستنتج أن التغير في تيار المُجمِّع (ΔI_{CQ}) وكذلك التغير في فرق الجهد بين المُجمِّع والباعث (ΔV_{CEQ}) في دائرة إنحياز الباعث أقل منه في دائرة الإنحياز الثابت، عند تغير قيمة المعامل β للترانزيستور، أي أن تيار الباعث I_{CQ} وكذلك فرق الجهد بين المُجمِّع والباعث V_{CEQ} في دائرة إنحياز الباعث أكثر إستقراراً من تلك في حالة الإنحياز الثابت، وبالتالي فإن نقطة عمل الترانزيستور في حالة إنحياز الباعث أكثر إستقراراً منها في حالة الإنحياز الثابت.

مثال (7): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من I_{CQ} و V_{CEQ} بإستخدام الطريقتين الدقيقة والتقريبية، ما مقدار الخطأ النسبي في قيم كل من I_{CQ} و V_{CEQ} عند إستخدام الطريقة التقريبية.



شكل (71)

الحل:

بإستخدام الطريقة الدقيقة (exact method)

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30x10^3)(10x10^3)}{30x10^3 + 10x10^3} = 7.5x10^3\Omega = 7.5k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12.(10x10^3)}{30x10^3 + 10x10^3} = 3V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{3 - 0.7}{7.5x10^3 + (50+1).(0.5x10^3)} = 0.697x10^{-4}A = 0.0697mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 50(0.0697) = 3.485mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 3.485x10^{-3}(1.5x10^3) = 6.77V$$

بإستخدام الطريقة التقريبية (approximate method)، نجد:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12(10x10^3)}{30x10^3 + 10x10^3} = 3V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3 - 0.7 = 2.3V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.3}{0.5x10^3} = 0.0046A = 4.6mA$$

$$I_{CQ} = I_E = 4.6mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) = 12 - 4.6x10^{-3}(1x10^3 + 0.5x10^3) = 5.1V$$

الخطأ في حساب قيمة I_{CQ} بإستخدام الطريقة التقريبية هو:

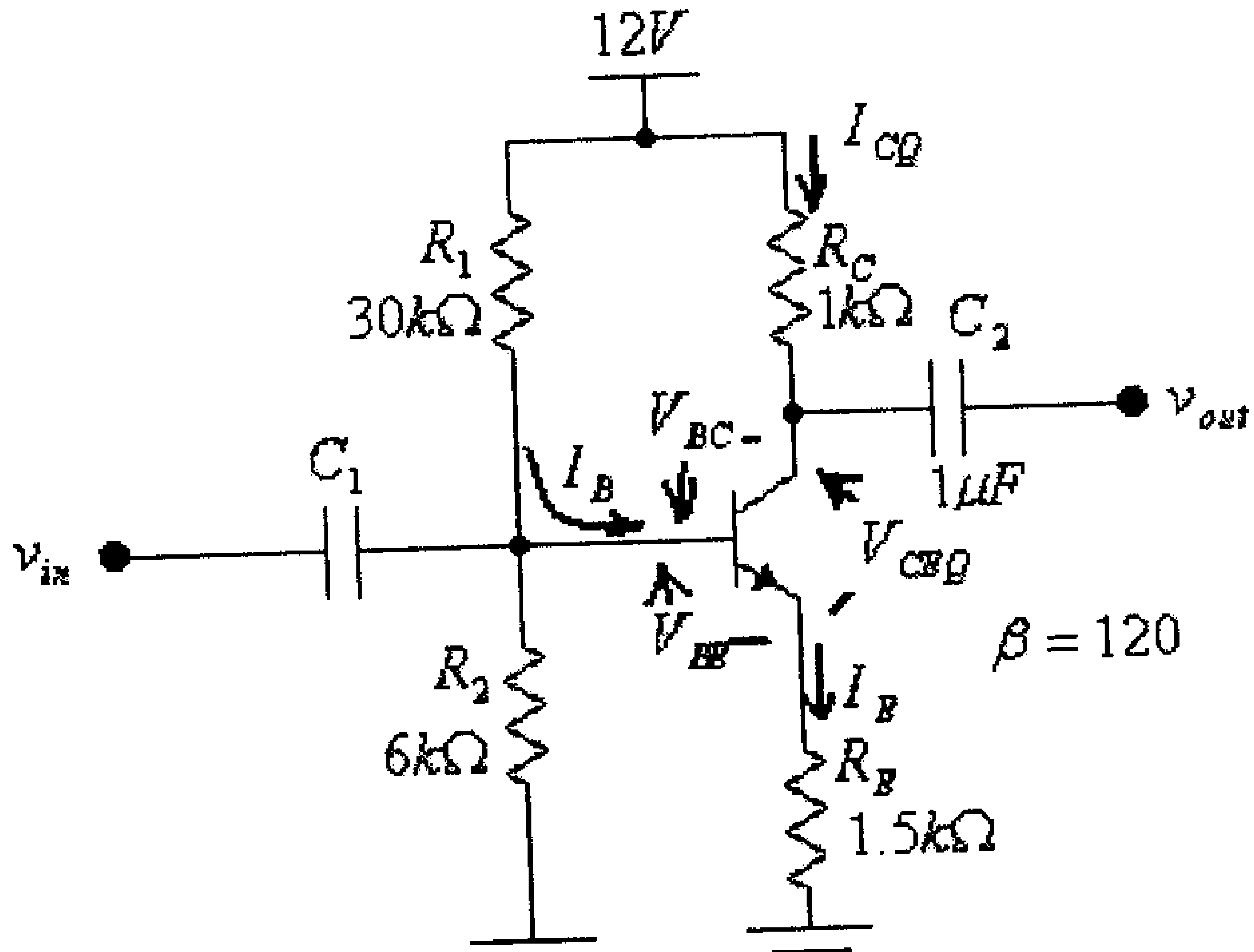
$$\left|\frac{4.6-3.485}{3.485}\right| x100\% = 32\%$$

الخطأ في حساب قيمة V_{CEQ} بإستخدام الطريقة التقريبية هو:

$$\left|\frac{5.1-6.77}{6.77}\right| x100\% = 24.7\%$$

لاحظ القيمة الكبيرة للخطأ في إيجاد قيمة كل من كل من I_{CQ} و V_{CEQ} عند إستخدام الطريقة التقريبية، وذلك لأن شرط إستخدام الطريقة التقريبية $(\beta.R_E \geq 10.R_2)$ غير محقق في هذه الدائرة.

مثال (8): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من I_{CQ} و V_{CEQ} بإستخدام الطريقتين الدقيقة والتقريبية، ما مقدار الخطأ النسبي في قيم كل من I_{CQ} و V_{CEQ} عند إستخدام الطريقة التقريبية.



شكل (72)

الحل:

بإستخدام الطريقة الدقيقة (exact method)

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30x10^3)(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 5x10^3\,\Omega = 5k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12.(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 2V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{5x10^3 + (120+1).(1.5x10^3)} = 6.97x10^{-6}\,A = 6.97\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 120.(6.97x10^{-6}) = 0.836mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 0.836x10^{-3}(2.5x10^3) = 9.91V$$

بإستخدام الطريقة التقريبية (approximate method)، نجد:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 2V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2 - 0.7 = 1.3V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1.3}{1.5x10^3} = 0.000867A = 0.867mA$$

$$I_{CQ} = I_E = 0.867mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) = 12 - 0.867x10^{-3}(1x10^3 + 1.5x10^3) = 9.83V$$

الخطأ في حساب قيمة I_{CQ} بإستخدام الطريقة التقريبية هو:

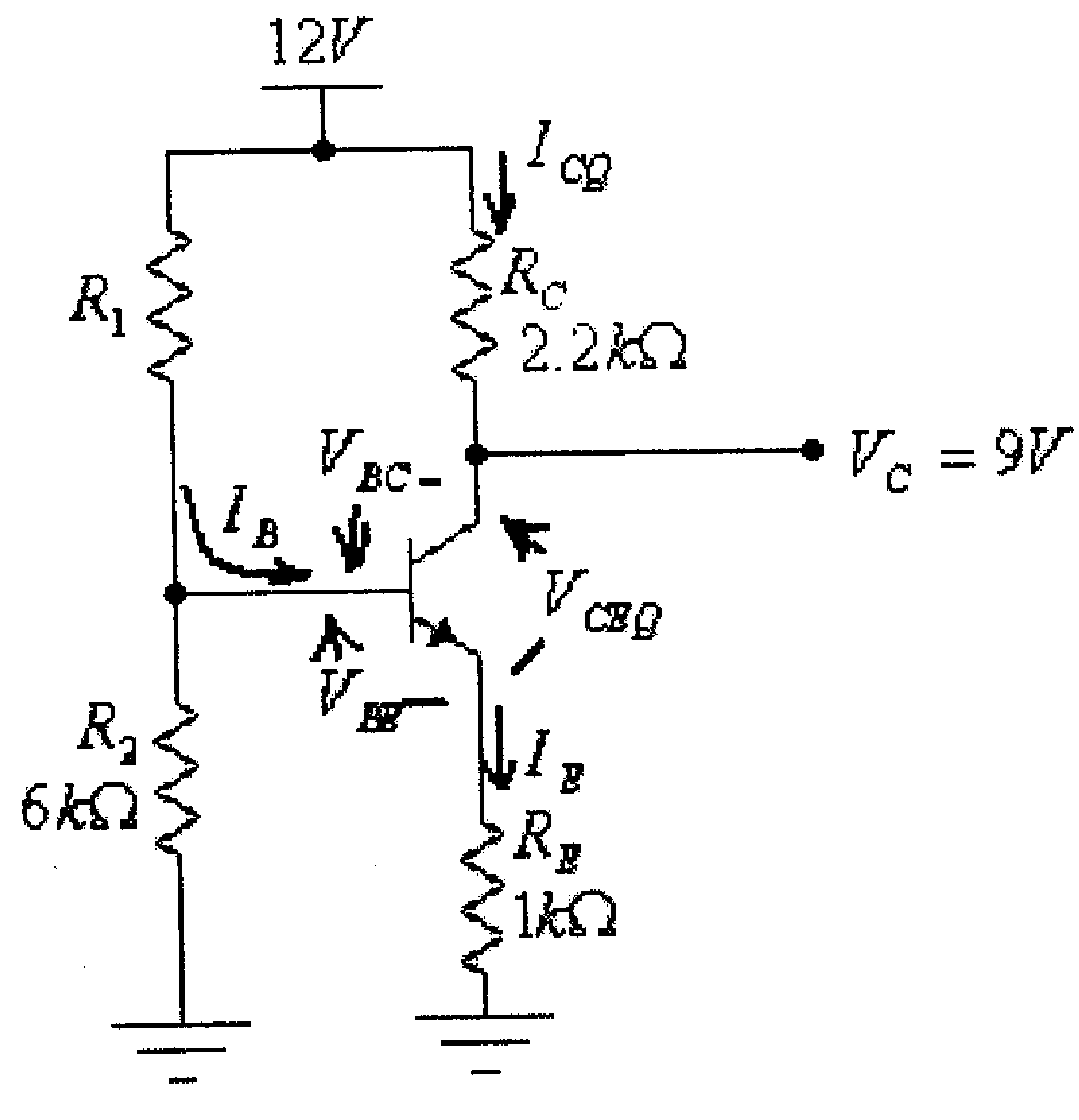
$$\left|\frac{0.867-0.836}{0.836}\right| x100\% = 3.7\%$$

الخطأ في حساب قيمة V_{CEQ} بإستخدام الطريقة التقريبية هو:

$$\left|\frac{9.83-9.91}{9.91}\right| x100\% = 0.81\%$$

لاحظ القيمة القليلة للخطأ عند إيجاد قيمة كل من I_{CQ} و V_{CEQ} بإستخدام الطريقة التقريبية، وذلك لأن شرط إستخدام الطريقة التقريبية $(\beta.R_E \geq 10.R_2)$ محقق في هذه الدائرة.

مثال (9) : لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من I_{CQ}، V_{CEQ} V_E ، V_B و R_1.



شكل (73)

الحل:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}-V_C}{R_C} = \frac{12-9}{2.2x10^3} = 0.0014A = 1.4mA$$

$$I_E \approx I_C = 1.4mA$$

$$V_E = I_E.R_E = (1.4x10^{-3}).(1x10^3) = 1.4V$$

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 9 - 1.4 = 7.6V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 1.4 + 0.7 = 2.1V$$

ومن دائرة مجزىء الفولطية المكون من المقاومتين R_1 و R_2، فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

ومنها:

$$V_B.(R_1 + R_2) = V_{CC}.R_2$$

أي أن:

$$R_1 = \frac{(V_{CC} - V_B).R_2}{V_B} = \frac{(12 - 2.1).6x10^3}{2.1} = 28.3x10^3 \approx 28k\Omega$$

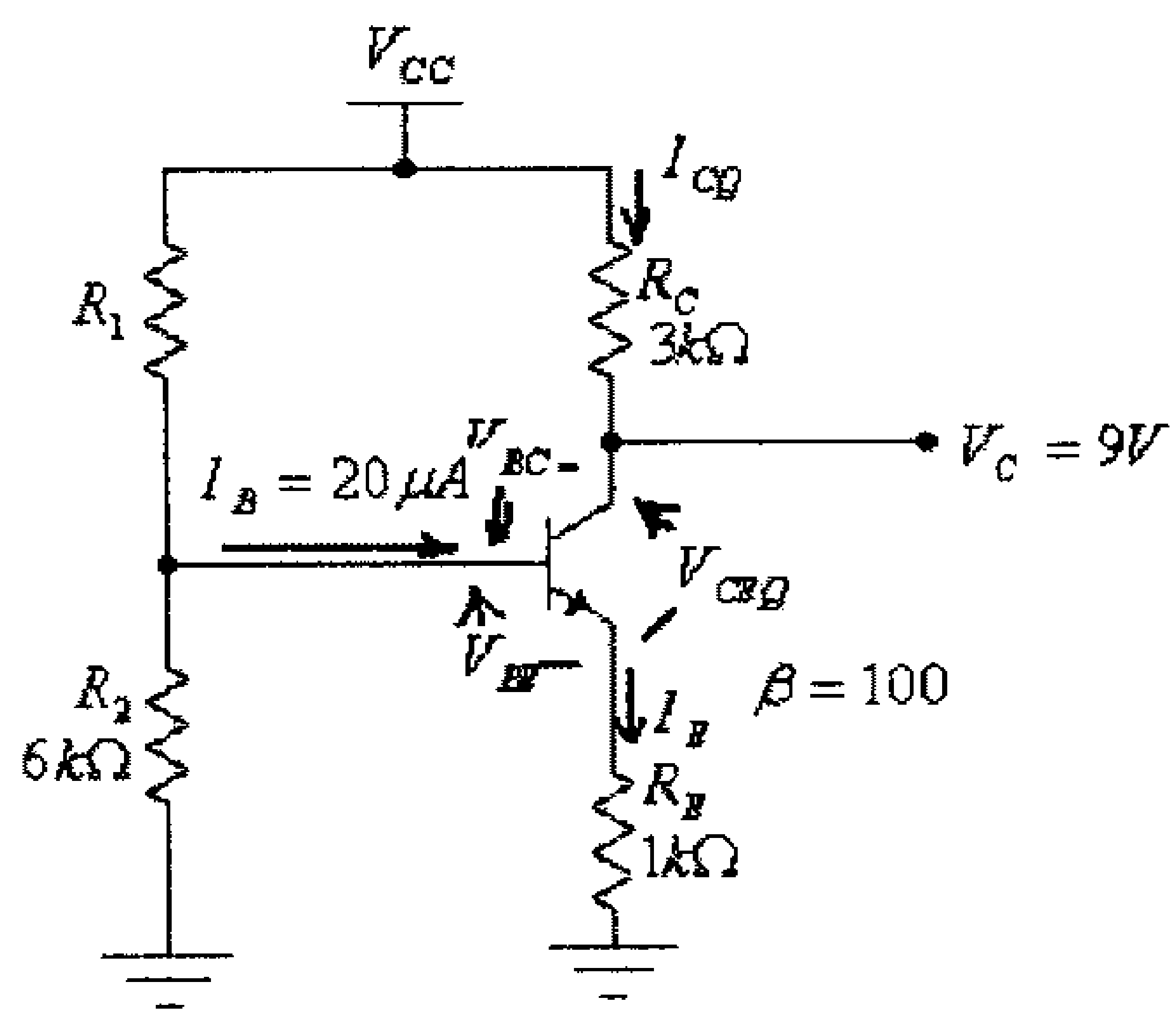
مثال (10): أوجد قيمة تيار الإشباع للدائرة السابقة.

الحل:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12}{(1x10^3 + 2.2x10^3)} = 0.0037A = 3.7mA$$

مثال (11): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية التالية، أوجد قيمة كل من:

I_{CQ}، V_E، V_{CEQ}، V_{CC}، V_B و R_1.



شكل (74)

الحل:

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(20x10^{-6}) = 0.002A = 2mA$$

$$I_E \approx I_C = 2mA$$

$$V_E = I_E.R_E = (2x10^{-3}).(1x10^3) = 2V$$

$$V_{CEQ} = V_C - V_E = 9 - 2 = 7V$$

$$V_{CC} = V_C + I_C.R_C = 9 + (2x10^{-3}).(3x10^3) = 15V$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = 2 + 0.7 = 2.7V$$

ولكون أن $\beta.R_E = 100x1k\Omega = 100k\Omega$ أكبر من عشرة أضعاف قيمة المقاومة R_2 لذا سيكون تيار القاعدة أقل من $\frac{1}{10}$ من قيمة التيار المار في المقاومة R_2، لذا يمكن إهمال تيار القاعدة، لذا فإن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

أي أن:

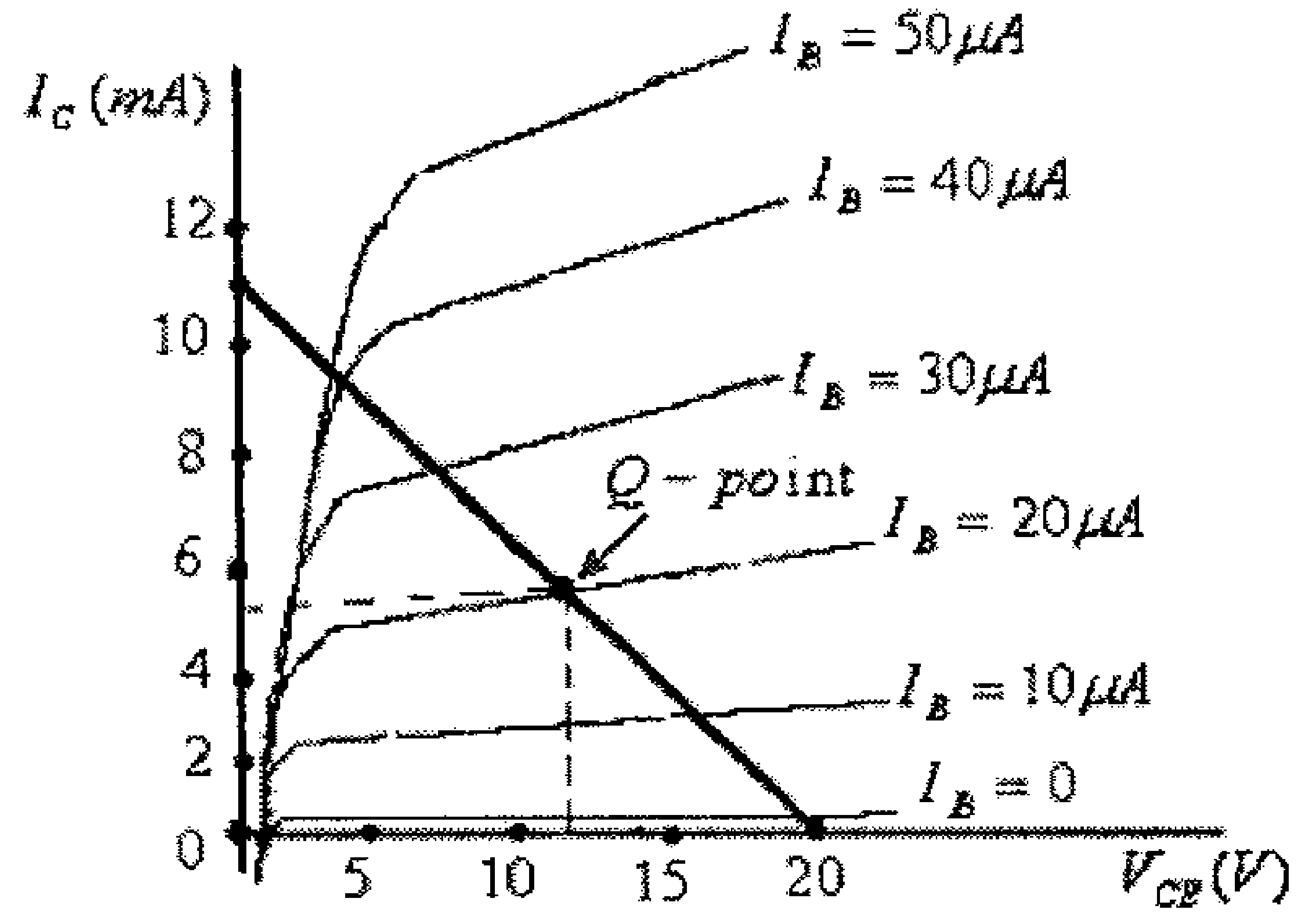
$$R_1 = \frac{(V_{CC} - V_B).R_2}{V_B} = \frac{(12 - 2.7).6x10^3}{2.7} = 20.7x10^3 \approx 21k\Omega$$

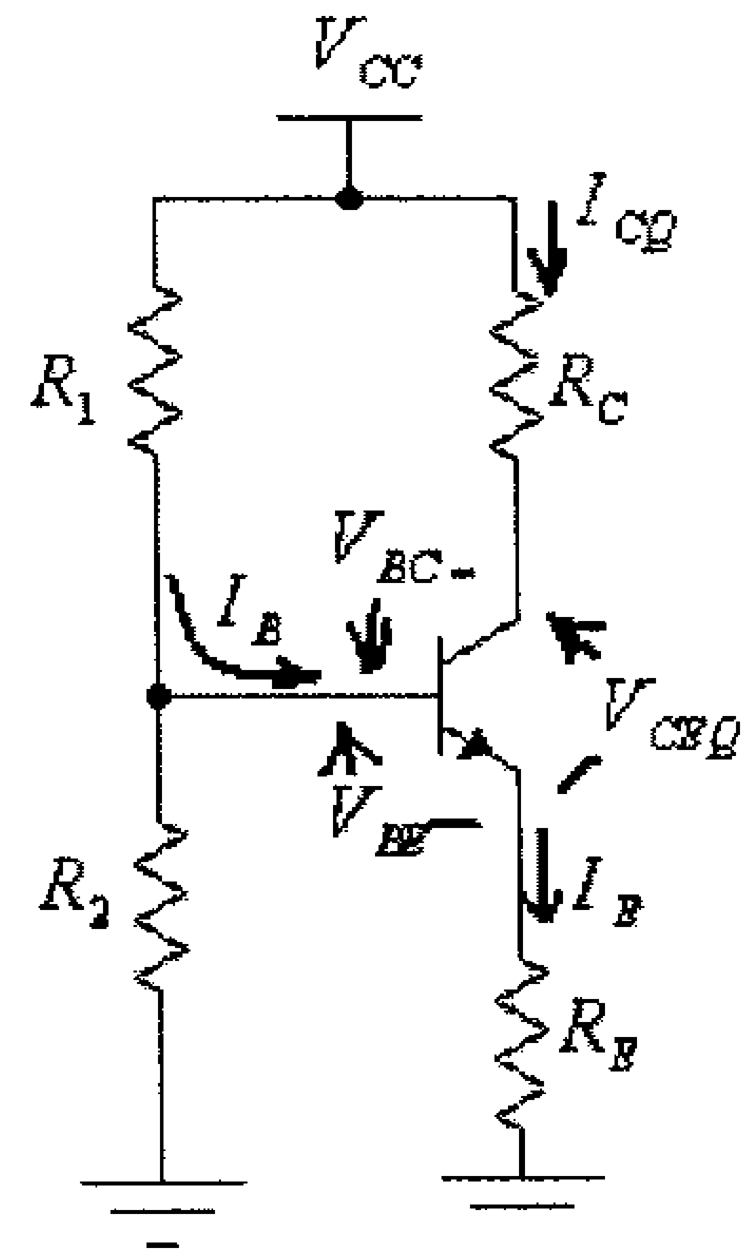
مثال (12): لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية ولنقطة العمل ($Q - point$) المبينتين في الشكل التالي:

أ) أوجد قيمة كل من: V_{CC}, V_{CEQ} I_{CQ} I_{BQ} I_E

ب) أوجد قيمة كل من المقاومتين R_C و R_E، إذا علمت أن $R_C = 2R_E$

ج) أوجد قيمة كل من المقاومتين R_1 و R_2 بحيث يكون الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ محققاً.





شكل (75)

الحل:

أ) قيمة V_{CC} تحدد من نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور الأفقي، أي أن:

$$V_{CC} = 20V$$

ومن إحداثيات نقطة العمل ($Q - point$)، نجد:

$$V_{CEQ} = 11V$$

$$I_{CQ} = 5.1mA$$

$$I_B = 20\mu A$$

ومن كون أن تياري المُجمِّع والباعث متساوين تقريباً، نجد:

$$I_E \approx I_{CQ} = 5.1mA$$

ب) نقطة تقاطع خط الحمل مع المحور العمودي تحدد قيمة تيار الإشباع I_{Csat}، ومن الشكل نجد:

$$I_{Csat} = 11mA$$

ولكن:

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

أي أن:

$$R_C + R_E = \frac{V_{CC}}{I_{Csat}} = \frac{20}{11x10^{-3}} = 1818\Omega$$

ولما كانت $R_C = 2R_E$ ، فإننا نختار:

$$R_C = 1200\Omega = 1.2k\Omega$$

$$R_E = 600\Omega = 0.6k\Omega$$

ج) قيمة معامل تضخيم التيار للترانزيستور، عند نقطة العمل، هي:

$$\beta = \frac{I_{CQ}}{I_B} = \frac{5.1x10^{-3}}{20x10^{-6}} = 255$$

ومن الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ ، نجد:

$$R_2 < \frac{\beta.R_E}{10} = \frac{(255).(600)}{10} = 15300\Omega$$

نختار:

$$R_2 = 12k\Omega$$

قيمة جهد القاعدة V_B، هي:

$$V_B = I_E.R_E + V_{BE} = (5.1x10^{-3})(600) + 0.7 = 3.76V$$

ومن كون أن:

$$V_B = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2}$$

نجد:

$$R_1 = \frac{R_2(V_{CC} - V_B)}{V_B} = \frac{12x10^3(20 - 3.76)}{3.76} = 51.8x10^3\,\Omega \approx 52k\Omega$$

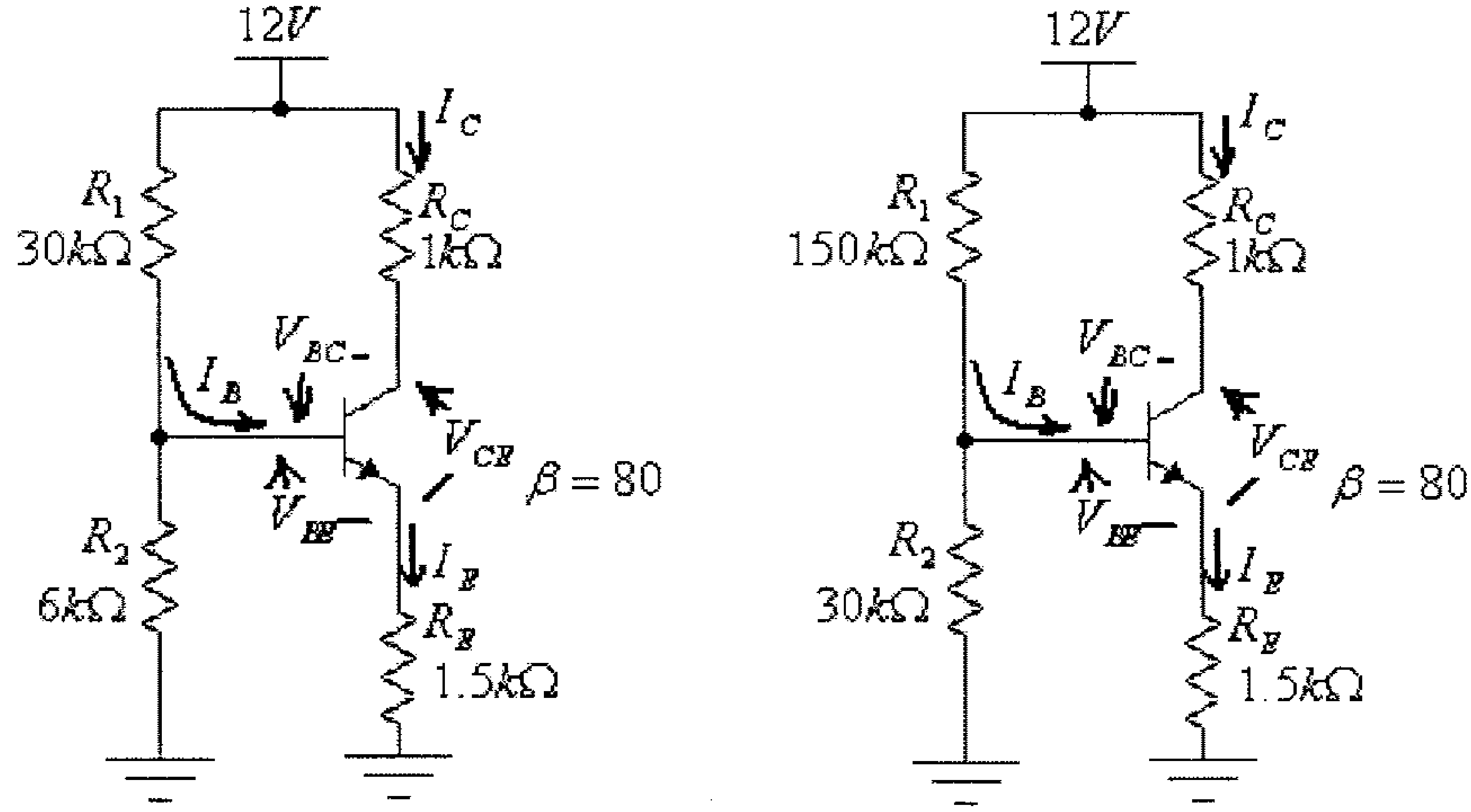
مثال (13): الشكل التالي يبين دائرتين بإنحياز مجزىء الفولطية، في الدائرة الأولى الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ محقق وفي الدائرة الثانية غير محقق :

أ) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين.

ب) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين، لو تغير المعامل β للترانزيسور، المستخدم في كل من هاتين الدائرتين، بمقدار 50%.

ج) ما هي قيمة التغير النسبي في كل من قيم I_{CQ} و V_{CEQ} في كل من هاتين الدائرتين عند تغير المعامل β للترانزيسور المستخدم في كل من هاتين الدائرتين، بمقدار 50%.

د) في أي من هاتين الدائرتين التغير في I_{CQ} و V_{CEQ} أقل، أو بمعنى آخر، في أي من هاتين الدائرتين قيم كل من I_{CQ} و V_{CEQ} أكثر إستقراراً عند تغير β للترانزيسور.



شكل (76)

الحل:

أ) للدائرة الأولى، والمحقق فيها الشرط $\beta.R_E > 10R_2$، وعند $\beta = 80$:

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30x10^3)(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 5x10^3\,\Omega = 5k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12.(6x10^3)}{30x10^3 + 6x10^3} = 2V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{5x10^3 + (80 + 1).(1.5x10^3)} = 10.4x10^{-6}\,A = 10.4\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I \;= 80.(10.4x10^{-6}) = 0.832mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 0.832x10^{-3}(2.5x10^3) = 9.92V$$

للدائرة الثانية، وغير المحقق فيها الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ ، وعند $\beta = 80$:

$$R_{Th} = \frac{R_1.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(30x10^3)(150x10^3)}{30x10^3 + 150x10^3} = 25x10^3\,\Omega = 25k\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12.(30x10^3)}{150x10^3 + 30x10^3} = 2V$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{25x10^3 + (80 + 1).(1.5x10^3)} = 8.965x10^{-6}\,A = 8.965\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 80.(8.695x10^{-6}) = 0.717mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 0.717x10^{-3}(2.5x10^3) = 10.21V$$

ب) وعند $\beta = 120$ ، فللدائرة الأولى:

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{5x10^3 + (120 + 1).(1.5x10^3)} = 6.97x10^{-6}\,A = 6.97\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_{BQ} = 120.(6.97x10^{-6}) = 0.836mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 0.836x10^{-3}(2.5x10^3) = 9.91V$$

للدائرة الثانية:

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{2 - 0.7}{25x10^3 + (120 + 1).(1.5x10^3)} = 6.295x10^{-6}\,A = 6.295\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = 120.(6.295x10^{-6}) = 0.755x10^{-3} = 0.755mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 0.755x10^{-3}(2.5x10^3) = 10.11V$$

ج) التغير النسبي في قيمة I_{CQ} للدائرة الأولى، وعند تغير المعامل β من 80 الى 120، هو:

$$\left|\frac{0.832 - 0.836}{0.832}\right| x100\% = 0.48\%$$

التغير النسبي في قيمة V_{CEQ} للدائرة الأولى، وعند تغير المعامل β من 80 الى 120، هو:

$$\left|\frac{9.92 - 9.91}{9.92}\right| x100\% = 0.1\%$$

التغير النسبي في قيمة I_{CQ} للدائرة الثانية، وعند تغير المعامل β من 80 الى 120، هو:

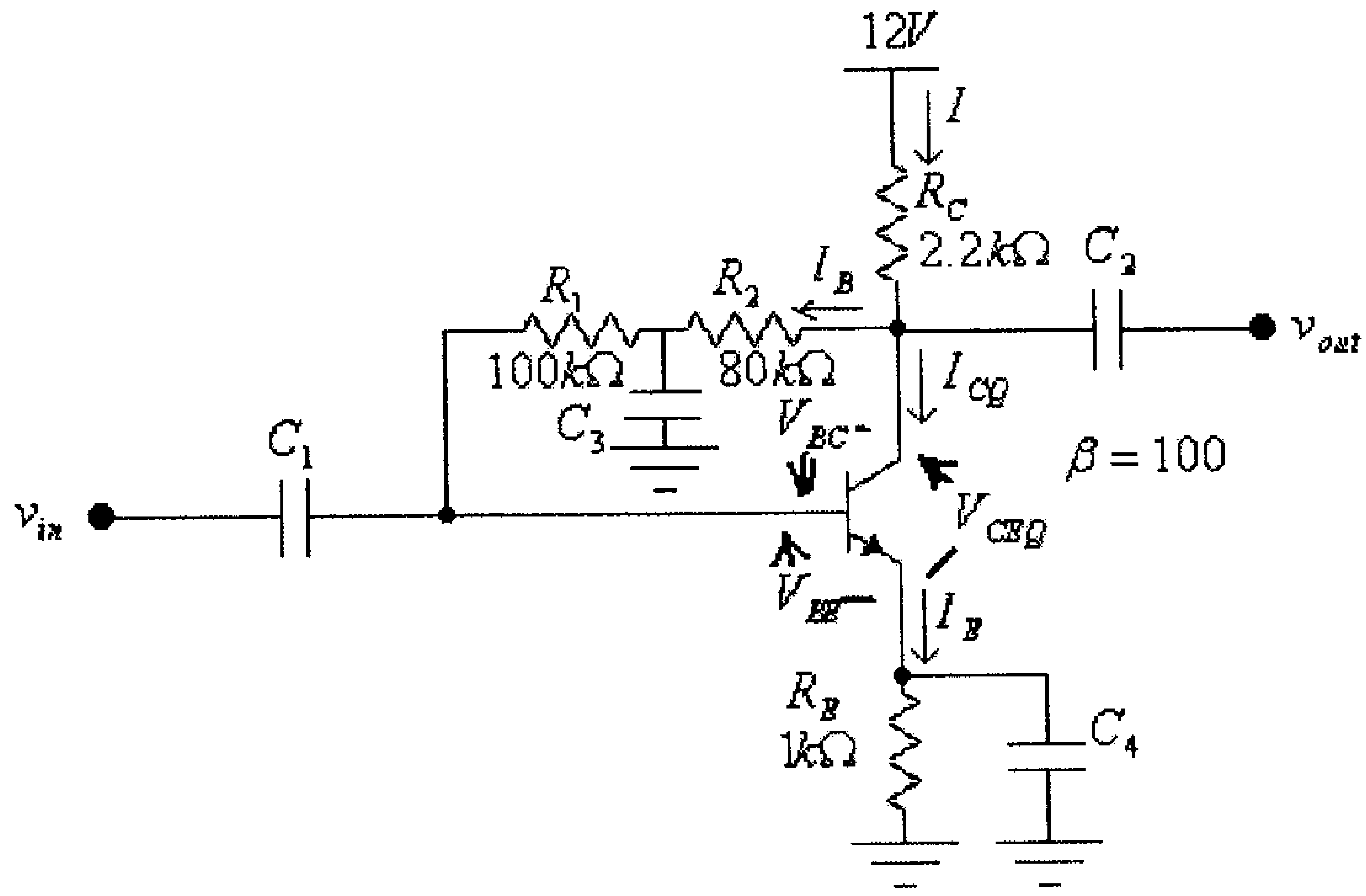
$$\left|\frac{0.717 - 0.755}{0.717}\right| x100\% = 5.3\%$$

التغير النسبي في قيمة V_{CEQ} للدائرة الأولى، وعند تغير المعامل β من 80 الى 120، هو:

$$\left|\frac{10.21 - 10.11}{10.21}\right| x100\% = 0.97\%$$

د) مما سبق يستنتج أنه وبالرغم من أن التغير في تيار المُجمِّع (ΔI_{CQ}) وكذلك التغير في فرق الجهد بين المُجمِّع والباعث (ΔV_{CEQ}) في دائرة إنحياز مجزىء الفولطية قليلان نسبياً، فإن هذين التغيرين في الدائرة التي يكون فيها الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ محققاً أقل منه في الدائرة التي لا يكون فيها هذا الشرط محققاً، أي أن نقطة العمل في دائرة الإنحياز التي يكون فيها الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ محققاً أكثر إستقراراً من تلك في الدائرة التي لا يكون فيها هذا الشرط محققاً.

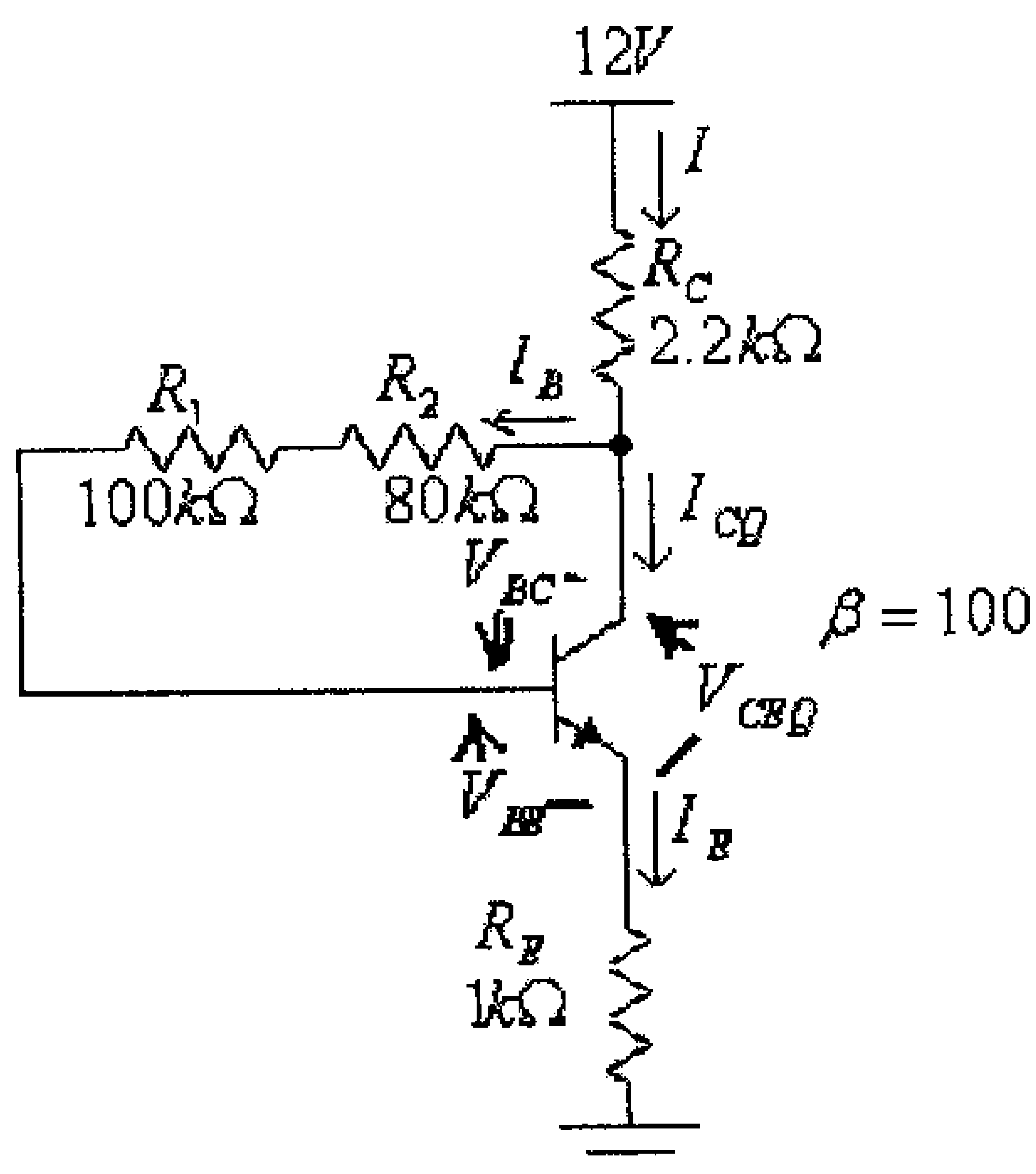
مثال (14): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{CQ} و V_{CEQ}.



شكل (77)

الحل:

بما أن المكثف في دائرة التيار المستمر يكافيء دارة مفتوحة ، فإن هذه الدائرة، ولغايات دراسة إنحياز الترانزيستور، تكافيء:



شكل (78)

في هذه الدائرة:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1 + R_2 + \beta(R_C + R_E)} = \frac{12 - 0.7}{100x10^3 + 80x10^3 + (100).(2.2x10^3 + 1x10^3)}$$
$$= 0.0000226A = 0.0226mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(0.0226) = 2.26mA$$

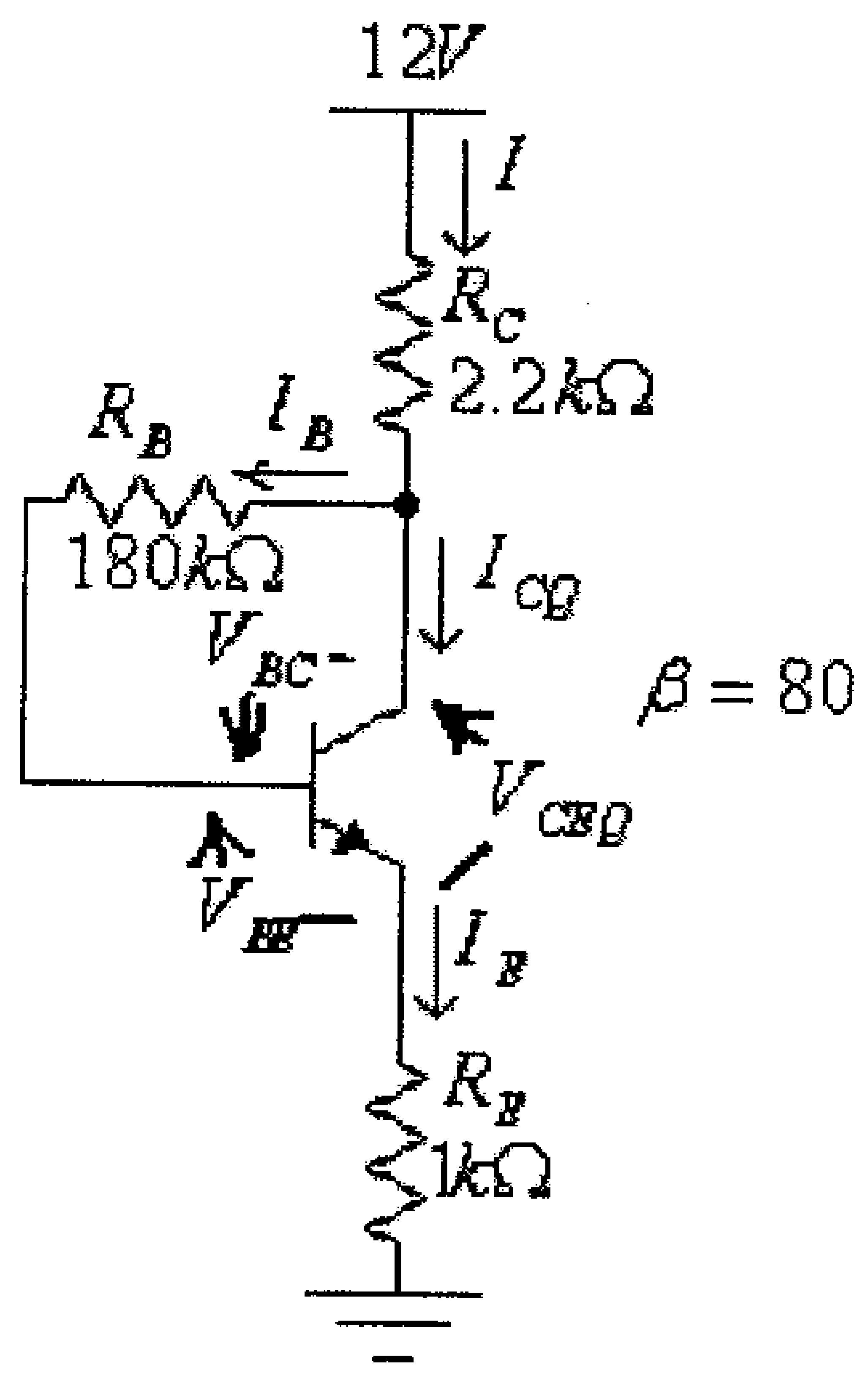
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.26x10^{-3}(3.22x10^3) = 4.77V$$

مثال (15): للدائرة التالية:

أ) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ}.

ب) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ} ، لو تغير المعامل β للترانزيسور بمقدار 50%.

ج) ما هي قيمة التغير النسبي في كل من قيم I_{CQ} و V_{CEQ} عند تغير β للترانزيسور، بمقدار 50%.



شكل (79)

الحل:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + (80).(2.2x10^3 + 1x10^3)} = 25.9x10^{-6}A = 25.9\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta . I_{BQ} = (80).(25.9x10^{-6}) = 2.064mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.064x10^{-3}(3.2x10^3) = 5.395V$$

ب) عند $\beta = 120$ فإن:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + (120).(2.2x10^3 + 1x10^3)} = 20.04x10^{-6} A = 20.04\mu A$$

$$I_{CQ} = \beta . I_B = (120).(20.04x10^{-6}) = 2.4mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.(R_C + R_E) = 12 - 2.4x10^{-3}(3.2x10^3) = 4.32V$$

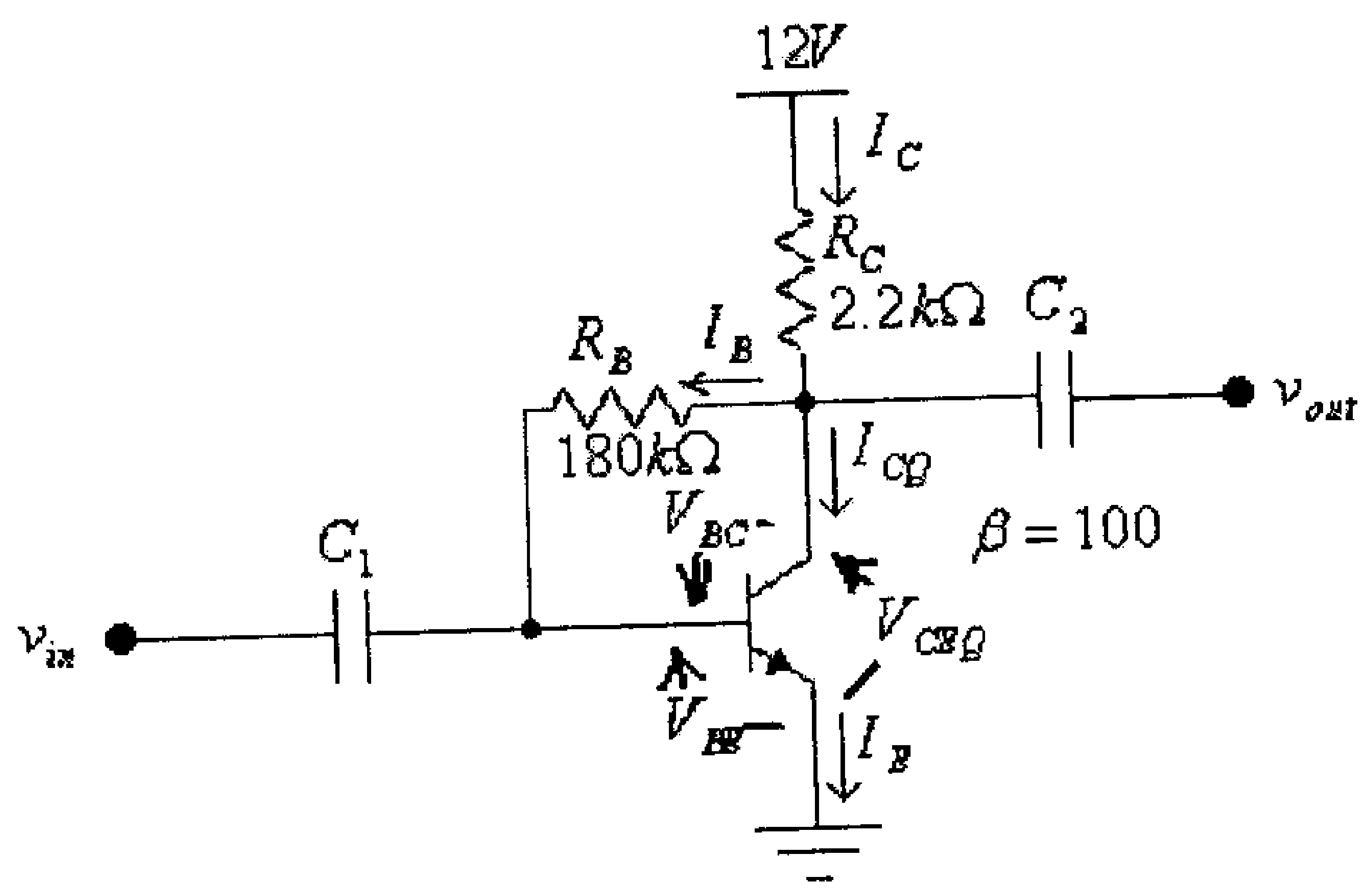
ج) التغير النسبي في قيمة I_{CQ} عند تغير المعامل β من 80 الى 120 هو:

$$\left|\frac{2.064 - 2.4}{2.064}\right| x100\% = 16.3\%$$

التغير النسبي في قيمة V_{CEQ} عند تغير المعامل β من 80 الى 120 هو:

$$\left|\frac{5.395 - 4.32}{5.395}\right| x100\% = 19.9\%$$

مثال (16): لدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{CQ} ، V_{CEQ} ، V_E ، V_B ، V_C و V_{BC}.



شكل (80)

الحل:

لمدخل هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - I_B.R_B - V_{BE} = 0$$

ولكن:

$$I_C = \beta.I_B$$

أي أن:

$$V_{CC} - \beta.I_B.R_C - I_B.R_B - V_{BE} = 0$$

ومنها:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta.R_C} = \frac{12 - 0.7}{180x10^3 + (100).(2.2x10^3)} = 0.0000283A = 0.0283mA$$

$$I_{CQ} = \beta.I_B = (100).(0.0283) = 2.83mA$$

ولمخرج هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CE} = 0$$

ومنها:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}.R_C = 12 - (2.83x10^{-3}).(2.2x10^3) = 5.77V$$

و:

$$V_E = 0$$

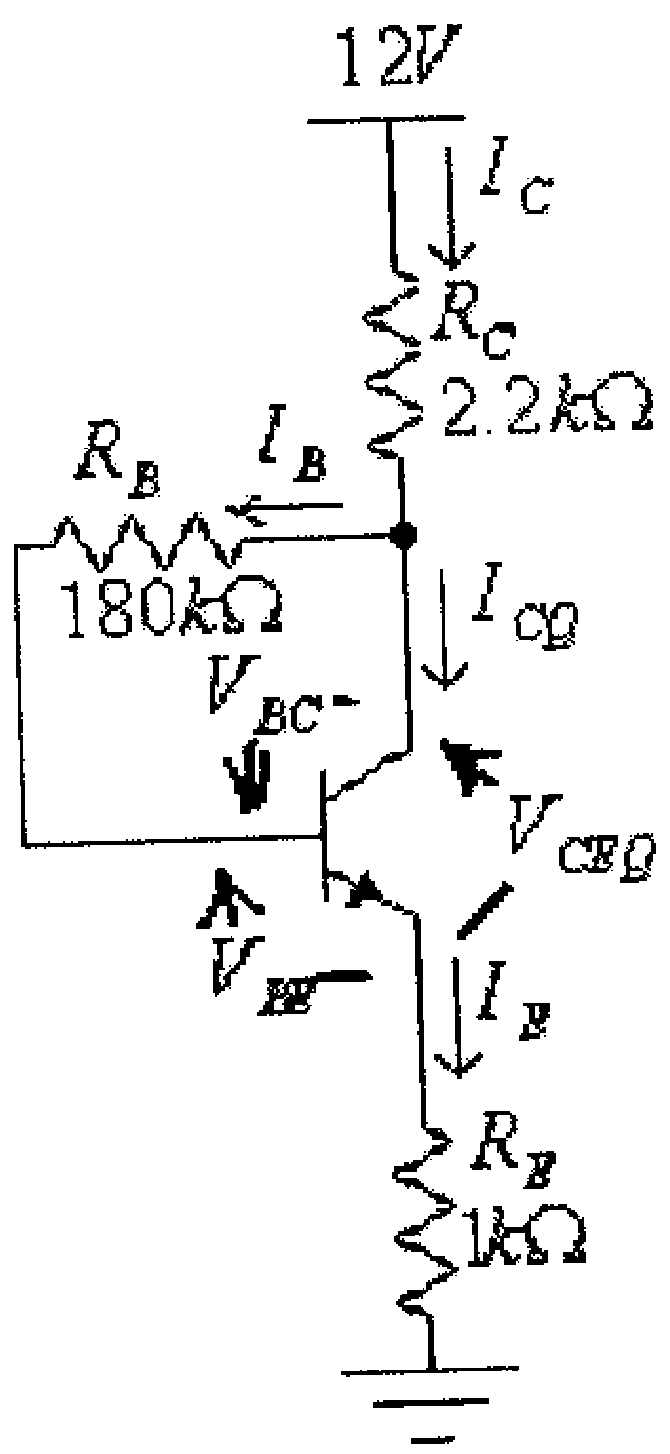
$$V_B = 0.7V$$

$$V_C = V_{CE} = 5.77V$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0.7 - 5.77 = 5.07V$$

مثال (17): للدائرة التالية، وإذا علمت أن $V_B = 3V$، أوجد قيمة كل من:

V_E، I_{CQ}، V_C، V_{CEQ}، I_B و β.



شكل (81)

الحل:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3 - 0.7 = 2.3V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.3}{1x10^3} = 2.3x10^{-3} A = 2.3mA$$

ولكن:

$$I_C \approx I_E$$

أي أن:

$$I_C \approx 2.3mA$$

و:

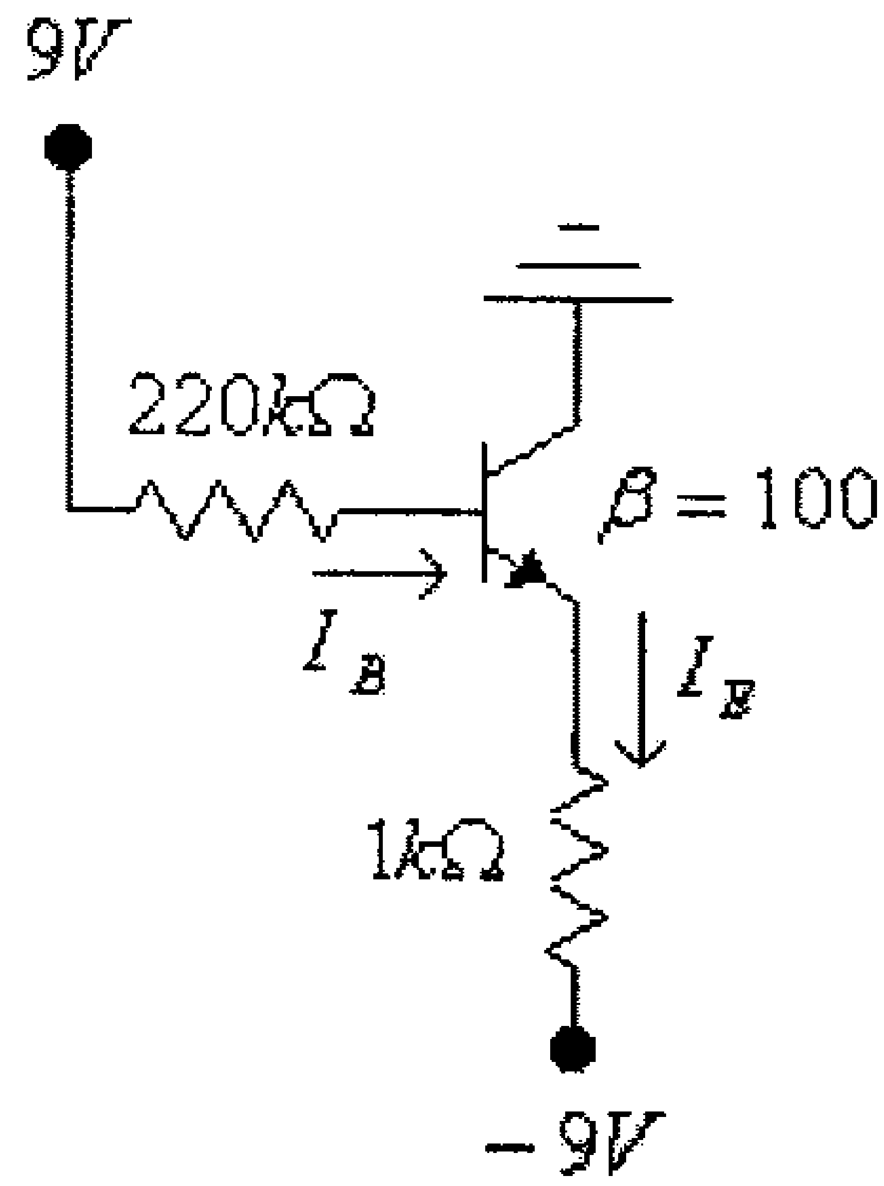
$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 12 - (2.3x10^{-3}).(2.2x10^3) = 6.94V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 6.94 - 2.3 = 4.64V$$

$$I_B = \frac{V_C - V_B}{R_B} = \frac{6.94 - 3}{180x10^3} = 21.9x10^{-6}\,A = 21.9\mu A$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2.3x10^{-3}}{21.9x10^{-6}} = 105$$

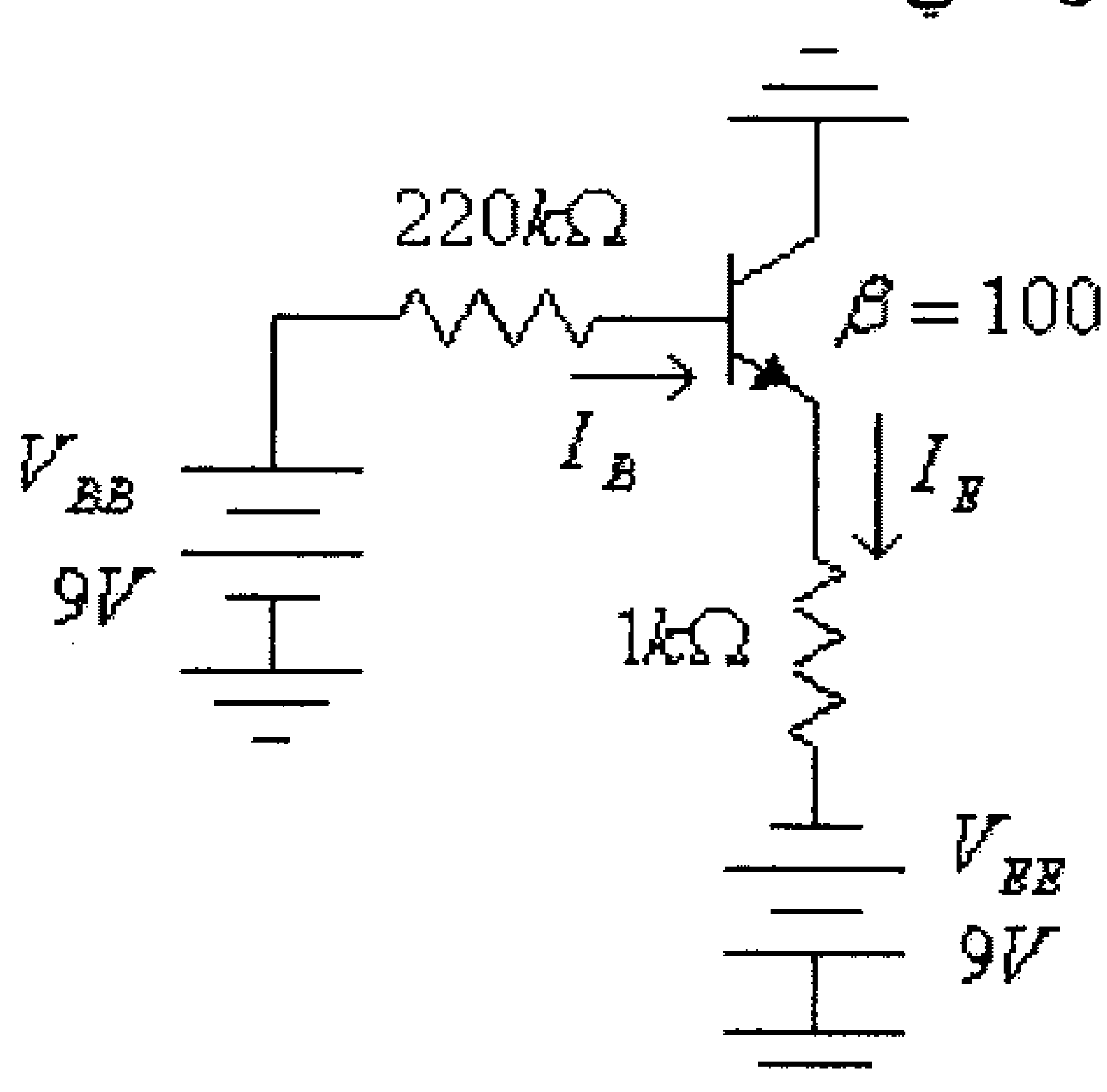
مثال (18): للدائرة التالية أوجد قيمة كل من: I_B, I_E, V_E و V_{CE}.



شكل (82)

الحل:

الدائرة المكافئة لمدخل هذه الدائرة هي:



شكل (83)

في هذه الدائرة:

$$V_{BB} - I_B.R_B - V_{BE} - I_E.R_E + V_{EE} = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta+1).I_B$$

أي أن:

$$V_{BB} - V_{BE} + V_{EE} - I_B\left[R_B + (\beta+1).R_E\right] = 0$$

ومنها:

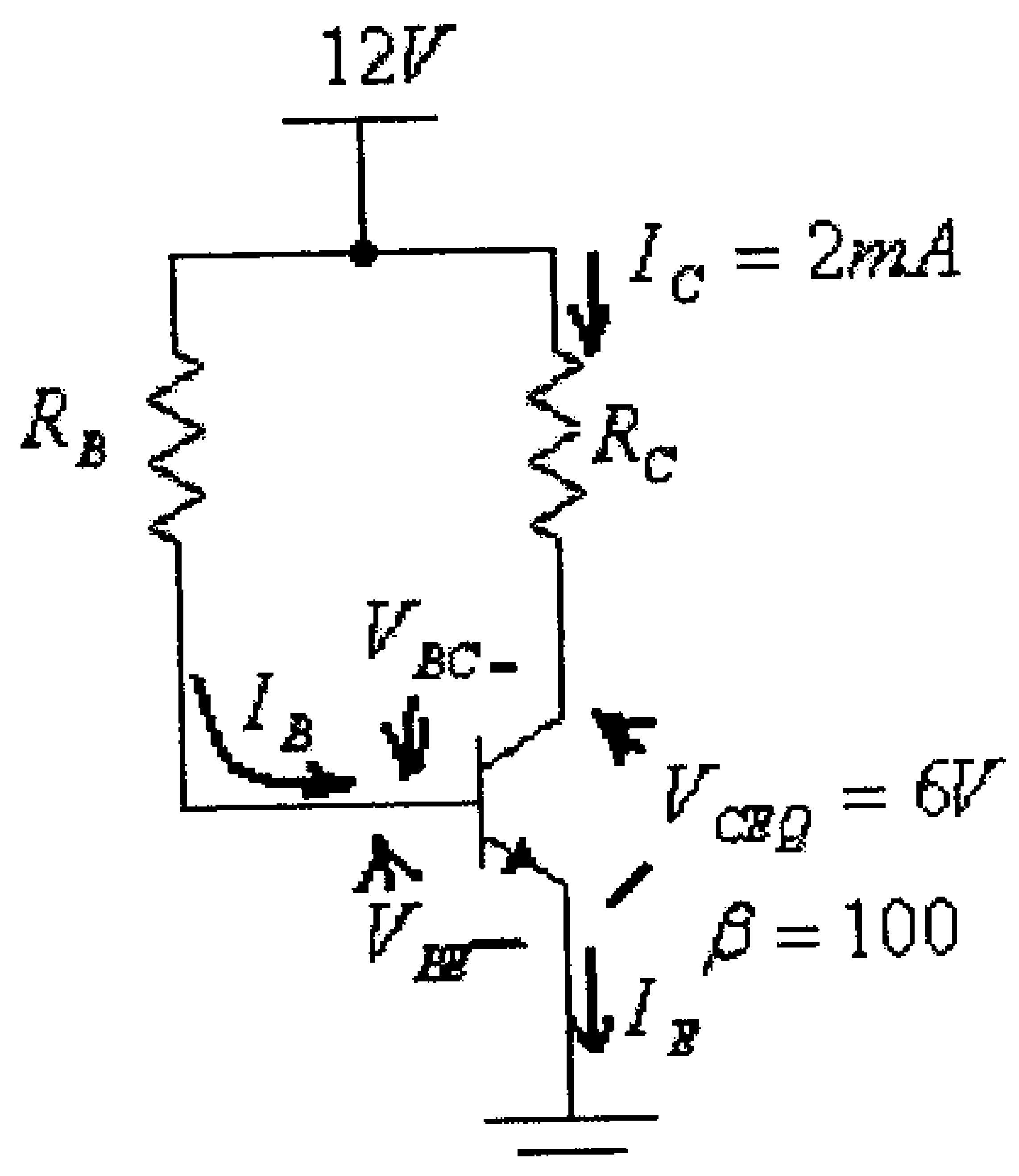
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE} + V_{EE}}{R_B + (\beta+1).R_E} = \frac{9-0.7+9}{220x10^3 + (100+1).(1x10^3)} = 54x10^{-6}\,A = 54\mu A$$

$$I_E = (\beta+1).I_B = (100+1).(54x10^{-6}) = 5.5x10^{-3} = 5.5mA$$

$$V_E = -V_{EE} + I_E.R_E = -9 + (5.5x10^{-3}).(1x10^3) = -3.5V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = 0 + 3.5 = 3.5V$$

مثال (19): لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_C و R_B.



شكل (84)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_C.R_C - V_{CEQ} = 0$$

ومنها:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_C} = \frac{12-6}{2x10^{-3}} = 3x10^3\,\Omega = 3k\Omega$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2x10^{-3}}{100} = 20x10^{-6}\,A = 20\mu A$$

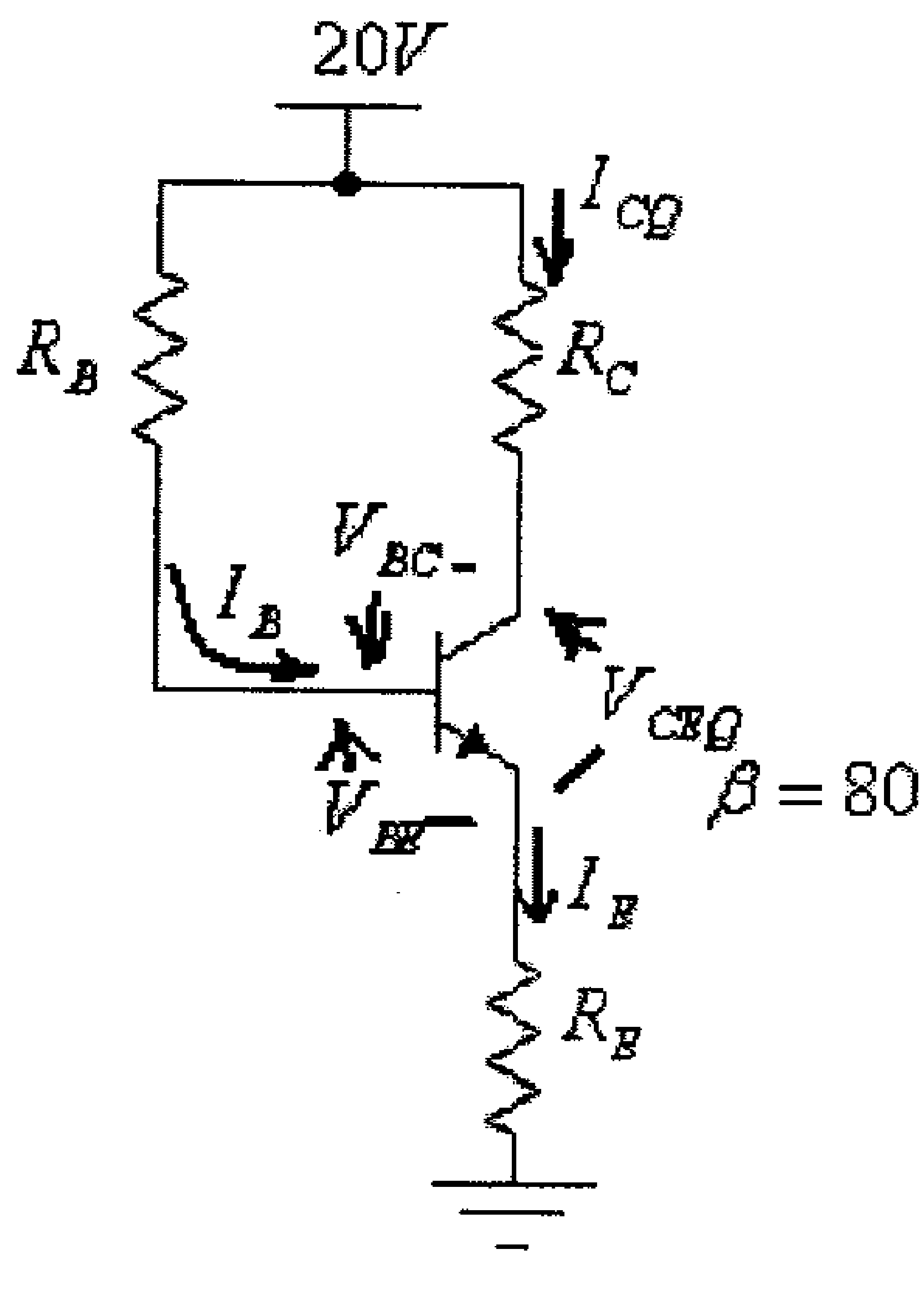
ولكن:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

ومنها:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{12-0.7}{20x10^{-6}} = 565x10^3\,\Omega = 565k\Omega$$

مثال (20): لدائرة إنحياز الباعث التالية، وإذا علمت أن $I_{CQ} = 4mA$، $V_{CEQ} = 10V$ وأن $R_C = 4R_E$، أوجد قيمة كل من: R_C ,R_E و R_B.



شكل (85)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - V_{CEQ} - I_C.(R_C + R_E) = 0$$

ومنها:

$$R_C + R_E = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{20-10}{4x10^{-3}} = 2.5x10^3\Omega = 2.5k\Omega$$

ومن كون أن $R_C = 4R_E$ ، نجد:

$$R_E = 0.5k\Omega$$

$$R_C = 2k\Omega$$

$$I_B = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{4x10^{-3}}{80} = 50x10^{-6}A = 50\mu A$$

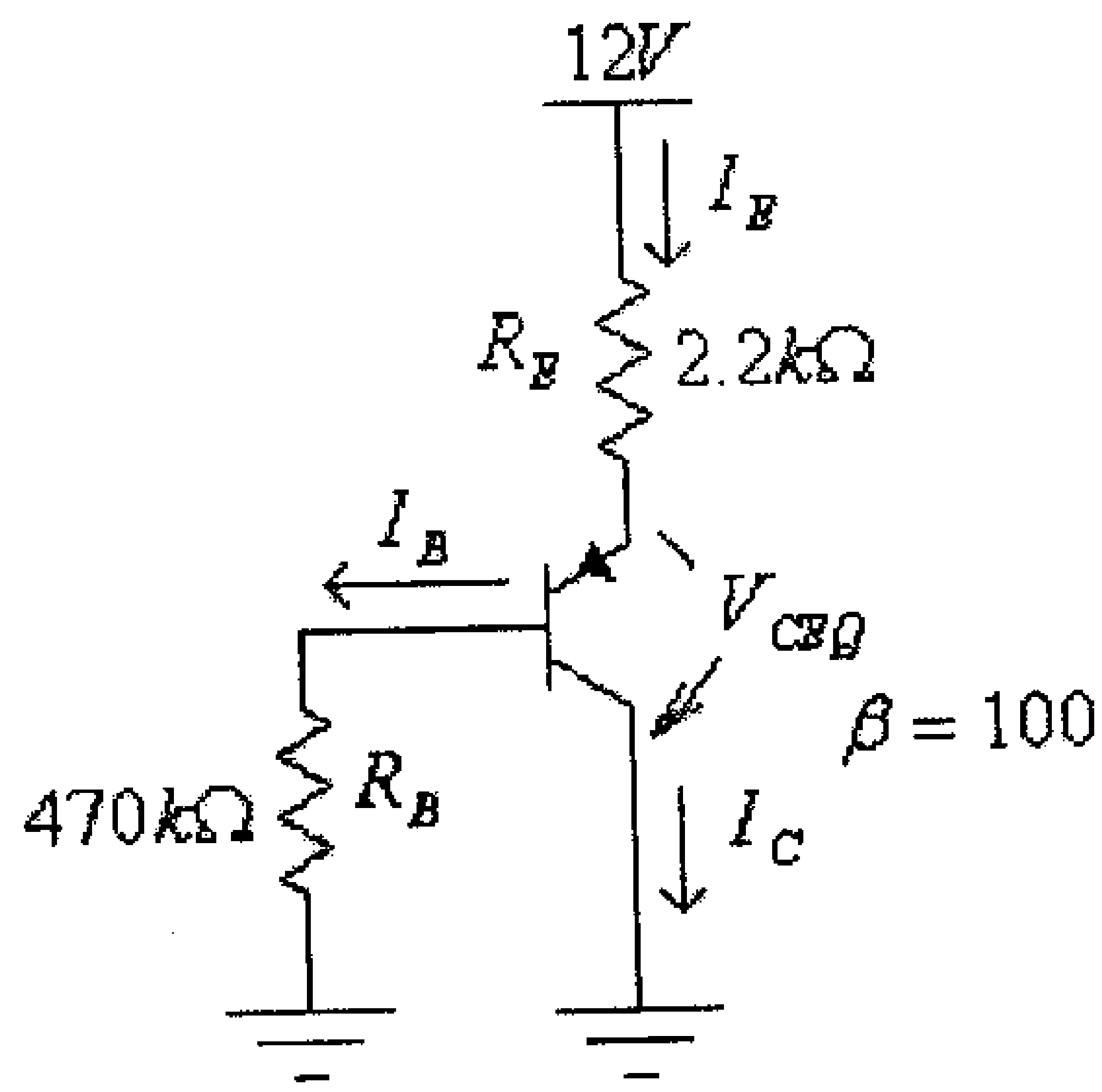
ولكن:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1).R_E}$$

ومنها:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (\beta+1).R_E.I_{BQ}}{I_{BQ}} = \frac{20 - 0.7 - (80+1).(50x10^{-6})}{50x10^{-6}} = 386x10^3\Omega = 386k\Omega$$

مثال (21): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: $I_B,\ \ I_C,\ \ I_E,\ \ V_{CE}$ و V_E.



شكل (86)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{CC} - I_E.R_E - V_{EB} - I_B.R_B = 0$$

ولكن:

$$I_E = (\beta + 1).I_B$$

أي أن:

$$V_{CC} - (\beta + 1).I_B.R_E - V_{EB} - I_B.R_B = 0$$

ومنها:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B + (\beta + 1).R_E} = \frac{12 - 0.7}{470x10^3 + (100 + 1).(2.2x10^3)} = 16.3x10^{-6}\,A = 16.3\mu A$$

$$I_C = \beta.I_B = (100).(16.3x10^{-6}) = 1.63x10^{-3}\,A = 1.63mA$$

$$I_E \approx I_C = 1.63mA$$

ولمخرج هذه الدائرة:

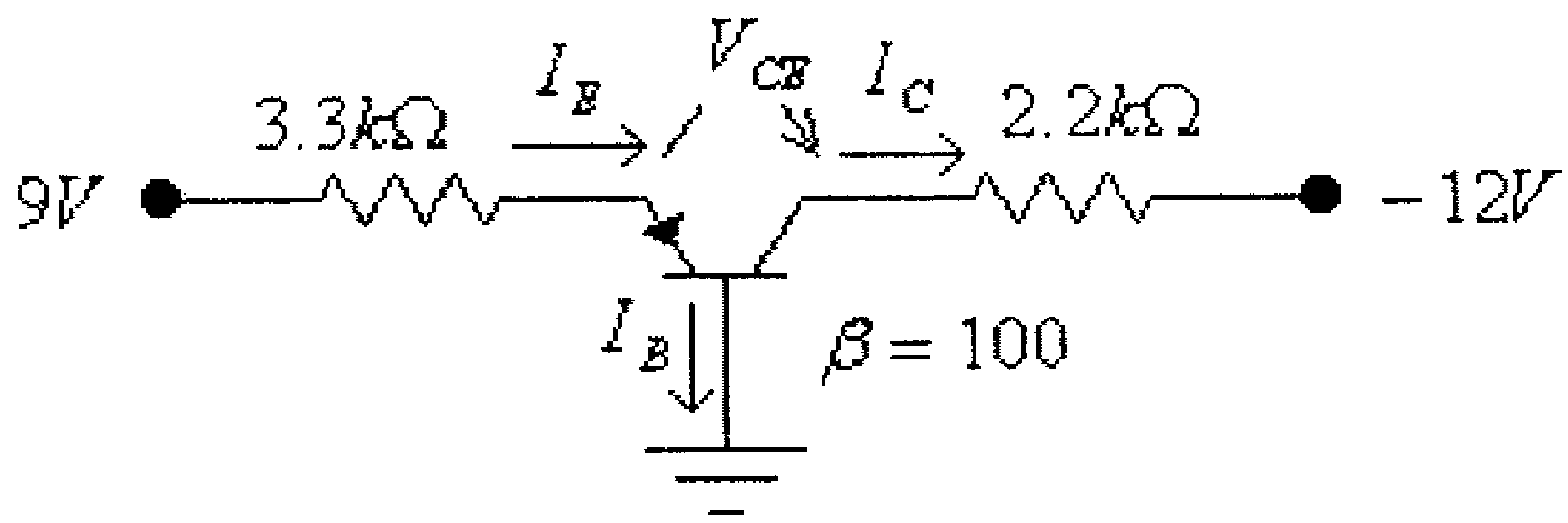
$$V_{CC} - I_E R_E + V_{CE} = 0$$

ومنها:

$$V_{CE} = I_E.R_E - V_{CC} = (1.63x10^{-3}).(2.2x10^3) - 12 = -8.4V$$

$$V_E = -V_{CE} = 8.4V$$

مثال (22): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_E, I_B, I_C, V_E, V_C, V_{CE}



شكل (87)

الحل:

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{EB}}{R_E} = \frac{9 - 0.7}{3.3x10^3} = 2.51x10^{-3} A = 2.5mA$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{2.5x10^{-3}}{100 + 1} = 24.8x10^{-6} A = 24.8\mu A$$

$$I_C \approx I_E = 2.5mA$$

$$V_E = V_{EB} = 0.7V$$

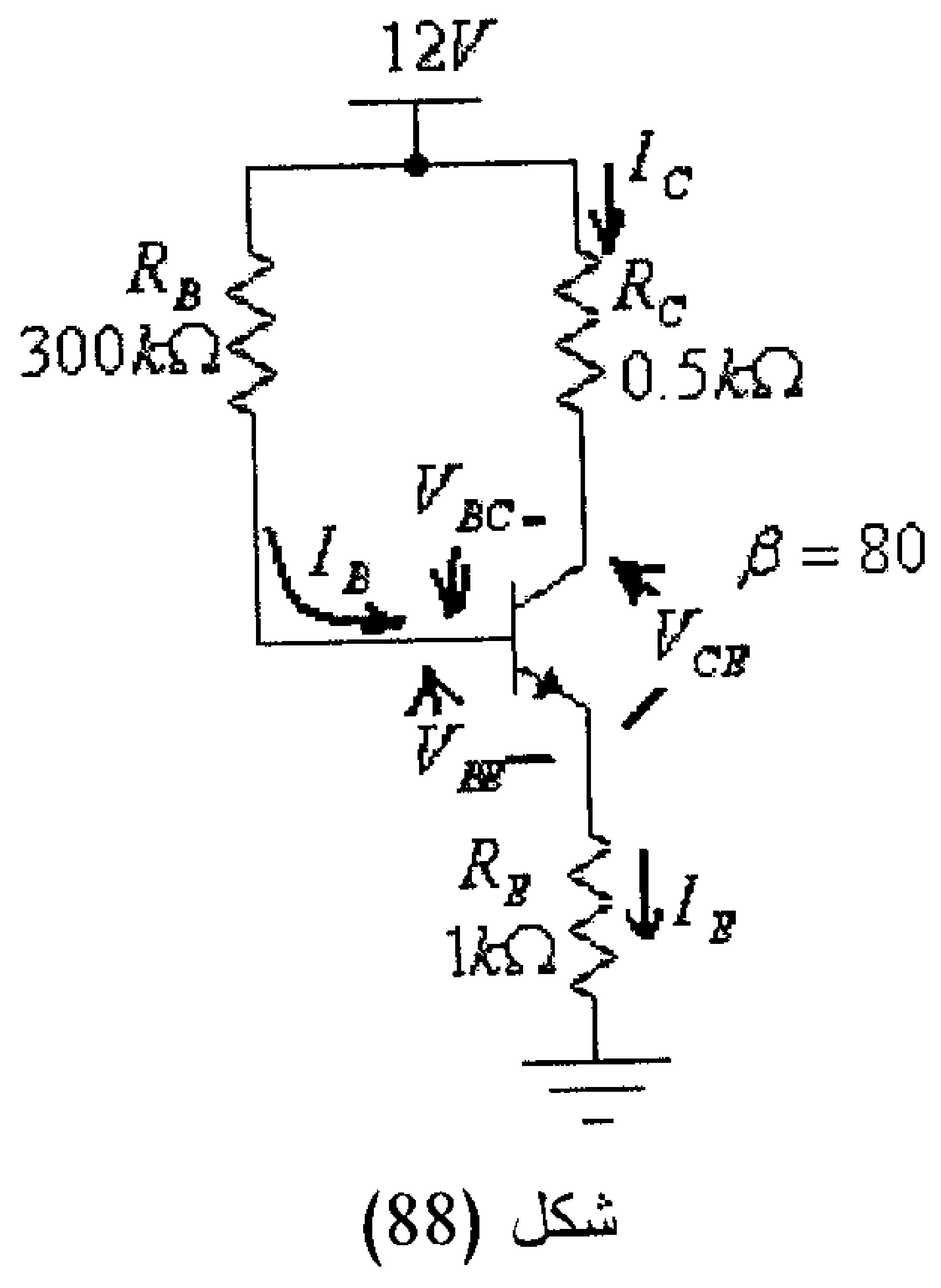
$$V_C = V_{CC} + I_C.R_C = -12 + (2.5x10^{-3}).(2.2x10^3) = -6.5V$$

$$V_{CE} = V_C - V_E = -6.5 - 0.7 = -7.2V$$

مثال (23): للدائرة التالية أوجد:

أ) قيمة معامل إستقرار تيار المُجمّع لتغير تيار التسرب $S(I_{CO})$.

ب) التغير النسبي في تيار المُجمّع عند تغير تيار التسرب بمقدار 1.5%.



شكل (88)

الحل:

$$S(I_{CO}) \quad = (\beta+1).\left(\frac{1+\dfrac{R_B}{R_E}}{\dfrac{R_B}{R_E}+(\beta+1)}\right) = (80+1).\left(\frac{1+\dfrac{300}{1}}{\dfrac{300}{1}+(80+1)}\right) = 64$$

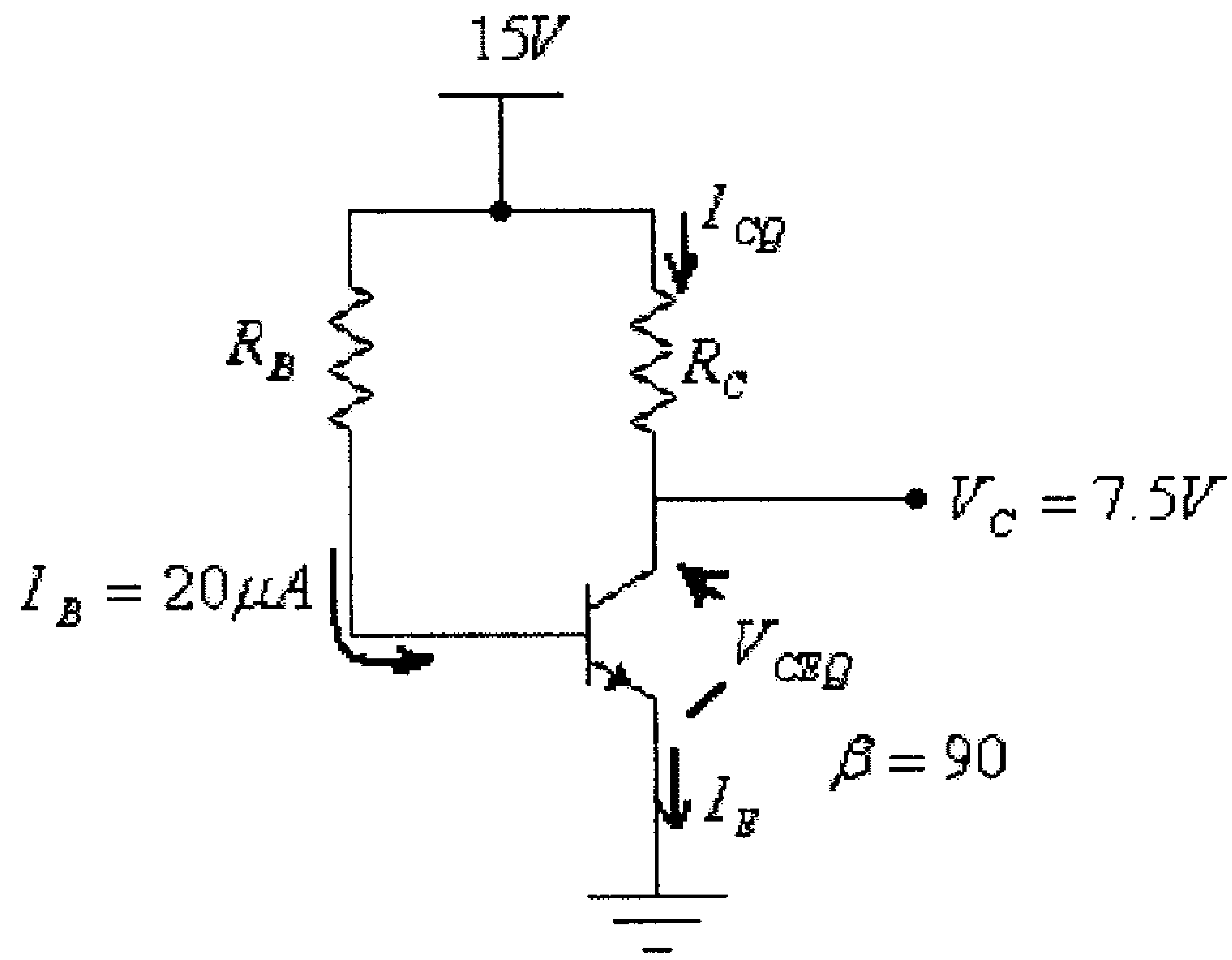
$$S(I_{CO}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

ومنها:

$$\Delta I_C = S(I_{CO}).\Delta I_{CO} = 64x1.5\% = 96\%$$

4.14 تمارين

1) لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من: I_{CQ} ، V_{CEQ} ، V_{BE} ، V_{BC} ، R_C و R_B.



شكل (89)

2) للدائرة في التمرين السابق، أوجد قيمة كل من:

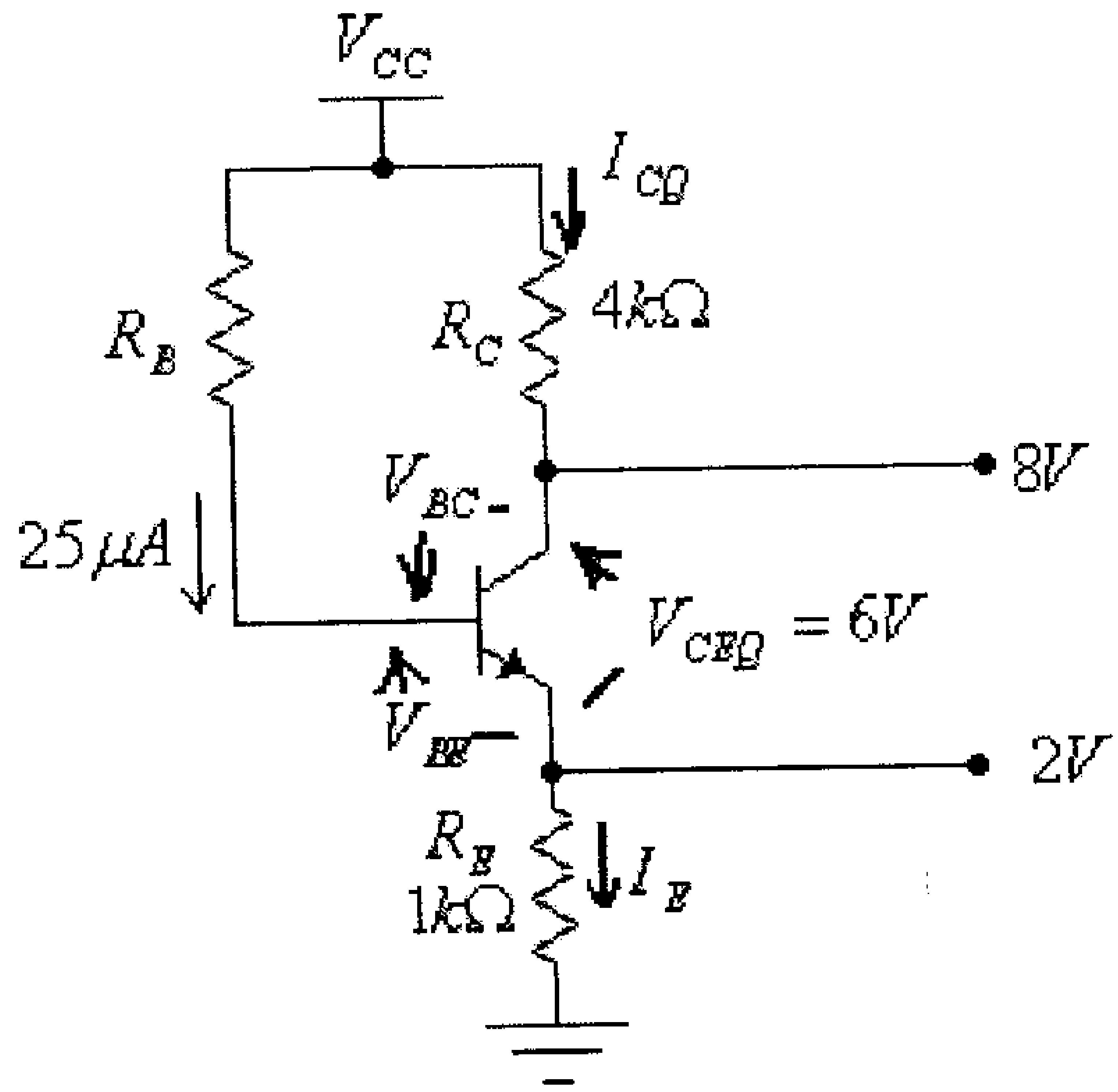
أ) تيار الإشباع I_{Csat}.

ب) قيمة المقاومة R_B التي تجعل الترانزيستور في حالة إشباع.

ج) القدرة الضائعة في الترانزيستور.

د) القدرة المُزودة من مصدر التغذية.

3) لدائرة إنحياز الباعث التالية، أوجد قيمة كل من: V_{CC} ، R_B والمعاملين α و β للترانزيستور.



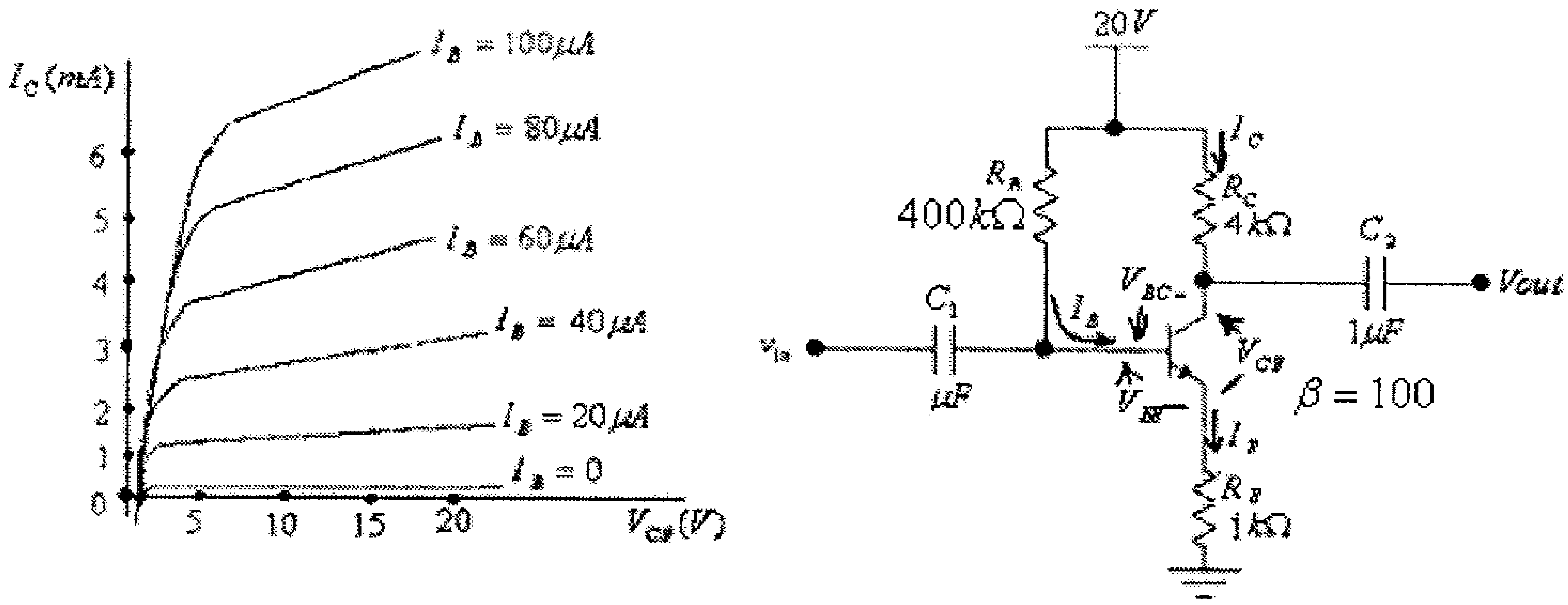
شكل (90)

4) للدائرة في التمرين السابق، أوجد قيمة كل من:

أ) تيار الإشباع I_{Csat}.

ب) قيمة المقاومة R_B التي تجعل الترانزيستور في حالة إشباع.

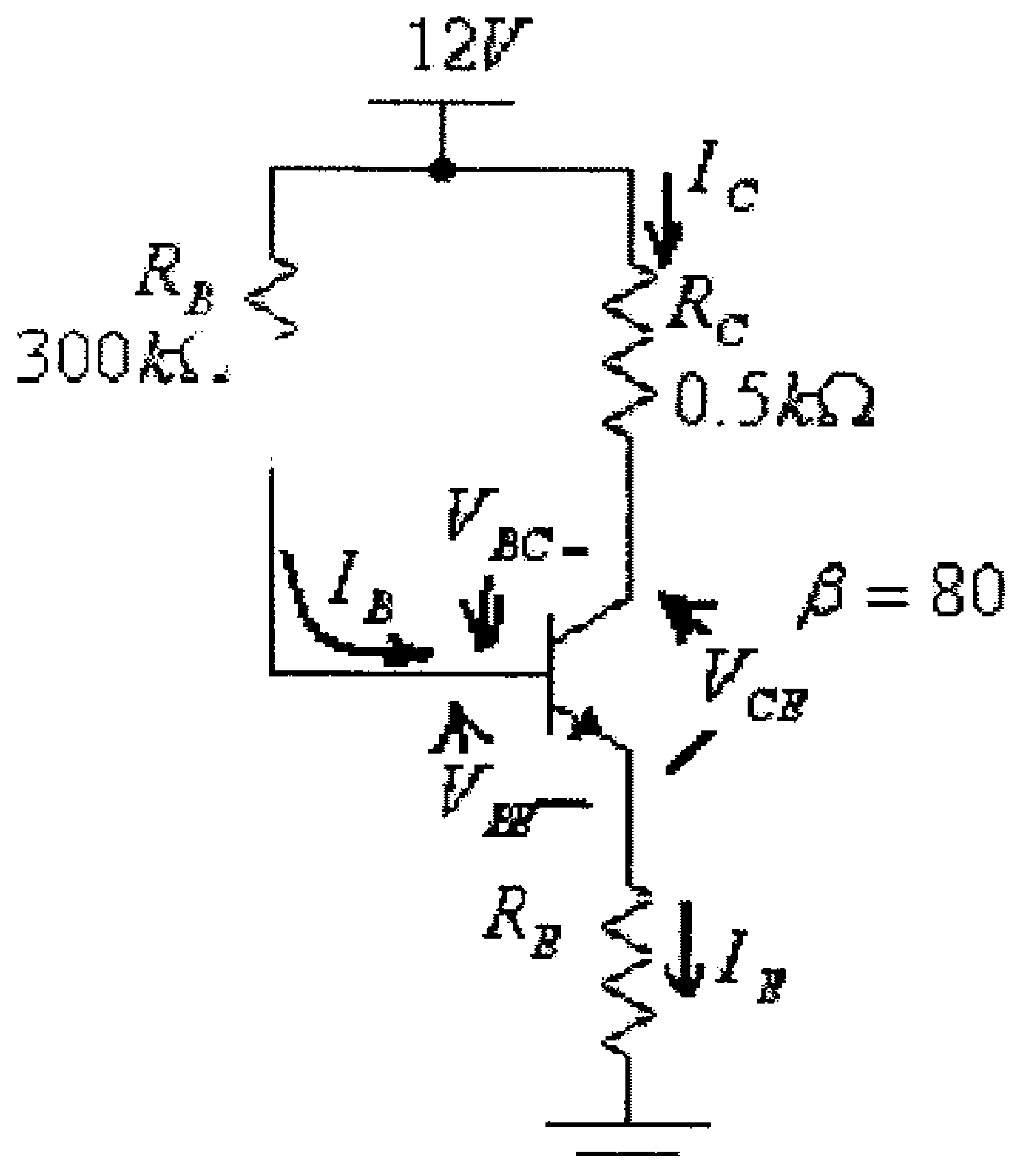
5) بإستخدام طريقة خط الحمل، للدائرة التالية ولخاصية الترانزيستور المبينة، أوجد قيمة كل من I_{CQ} ، V_{CEQ} و I_{BQ}.



شكل (91)

6) لدائرة إنحياز الباعث التالية وعند كل قيمة من قيم R_E التالية:

$$R_E = 0.5k\Omega, \quad 1k\Omega, \quad 1.5k\Omega, \quad 2k\Omega$$



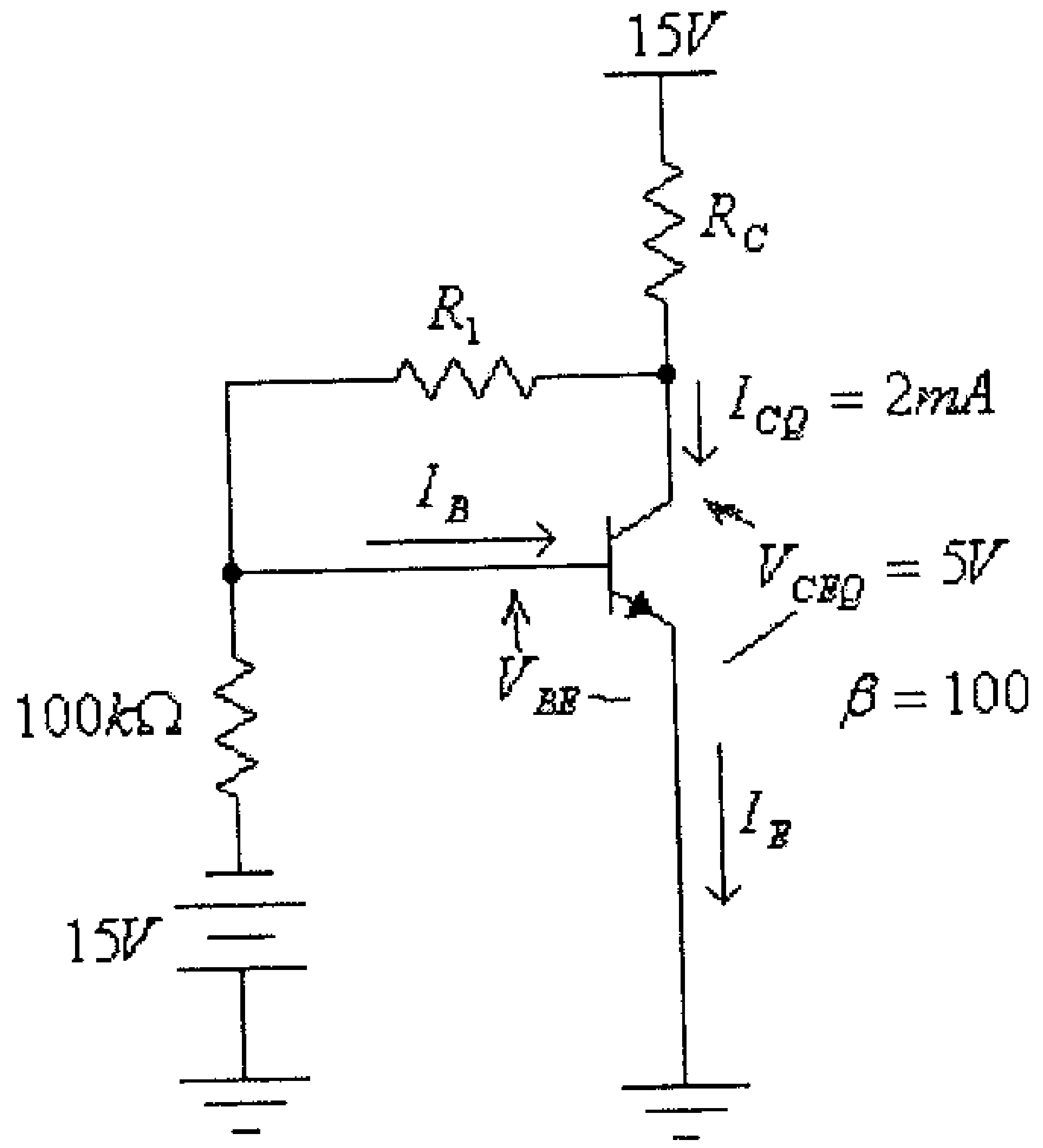
شكل (92)

أ) أوجد قيمة I_{CQ} و V_{CEQ}.

ب) أوجد قيمة التغير في كل من I_{CQ} و V_{CEQ} لكل قيمة من قيم المقومات السابقة، عندما تصبح $\beta = 120$.

ج) هل هناك علاقة بين إستقرار نقطة العمل للترانزيستور وقيمة المقاومة R_E.

7) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_1 و R_C ، إذا علمت أن $V_{CEQ} = 5V$ و $I_{CQ} = 2mA$ و $V_{BE} = 0.7V$ وأن $\beta = 100$.



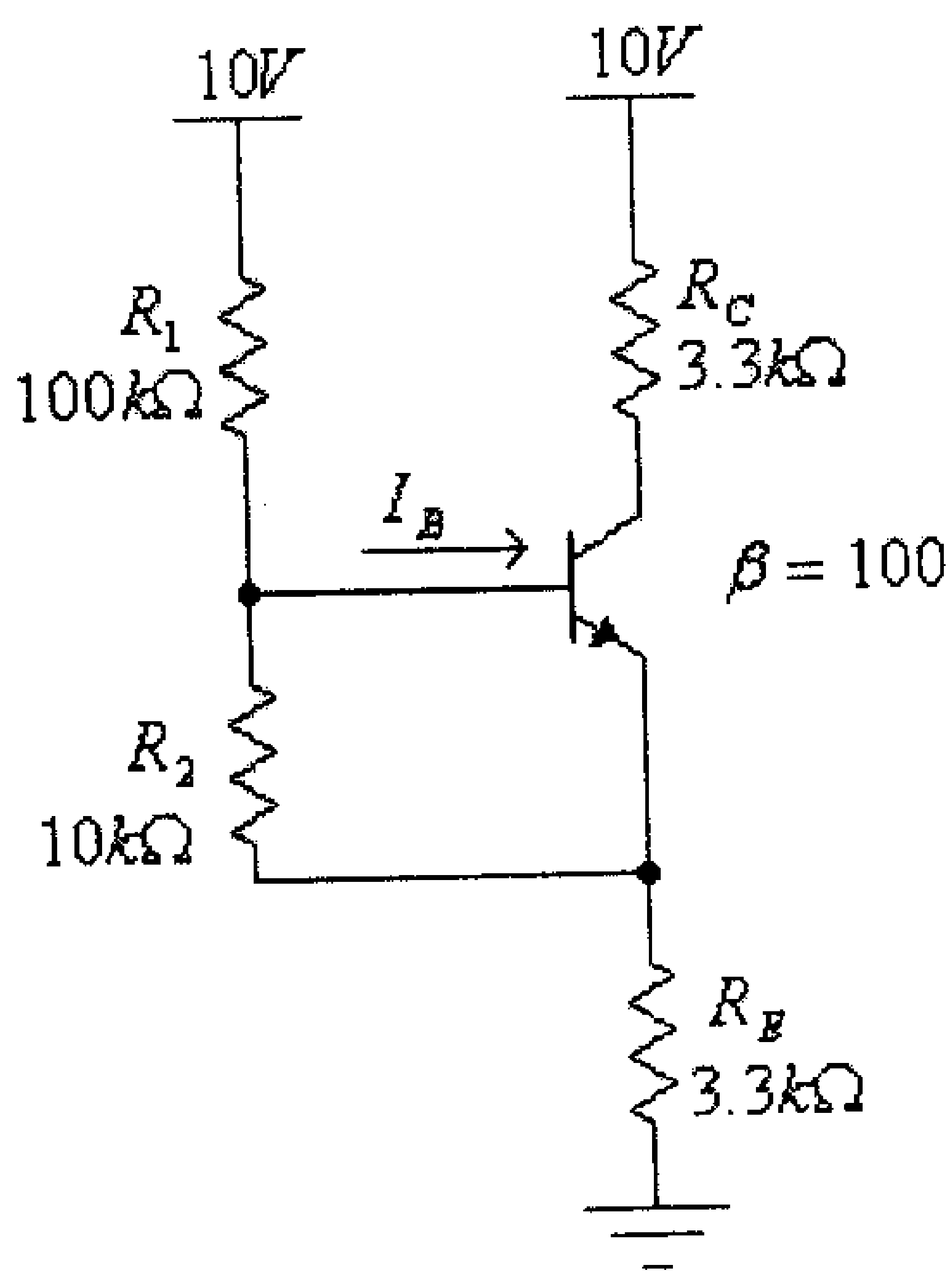
شكل (93)

الجواب:

$R_1 = 24.3k\Omega$

$R_C = 4.6k\Omega$

8) للدائرة التالية، أوجد قيمة تيار القاعدة I_B

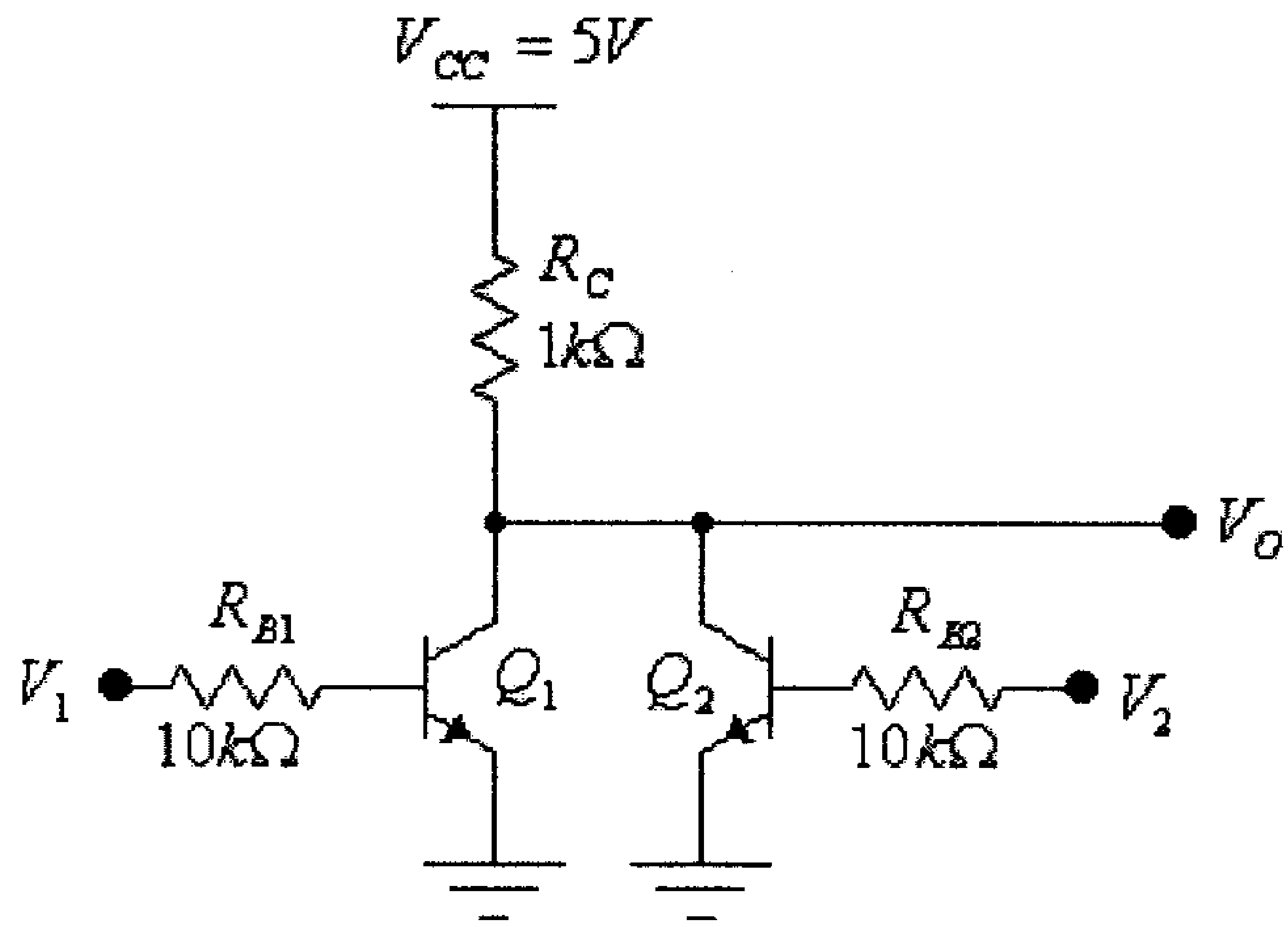


شكل (94)

الجواب:

$I_B = 4.77\mu A$

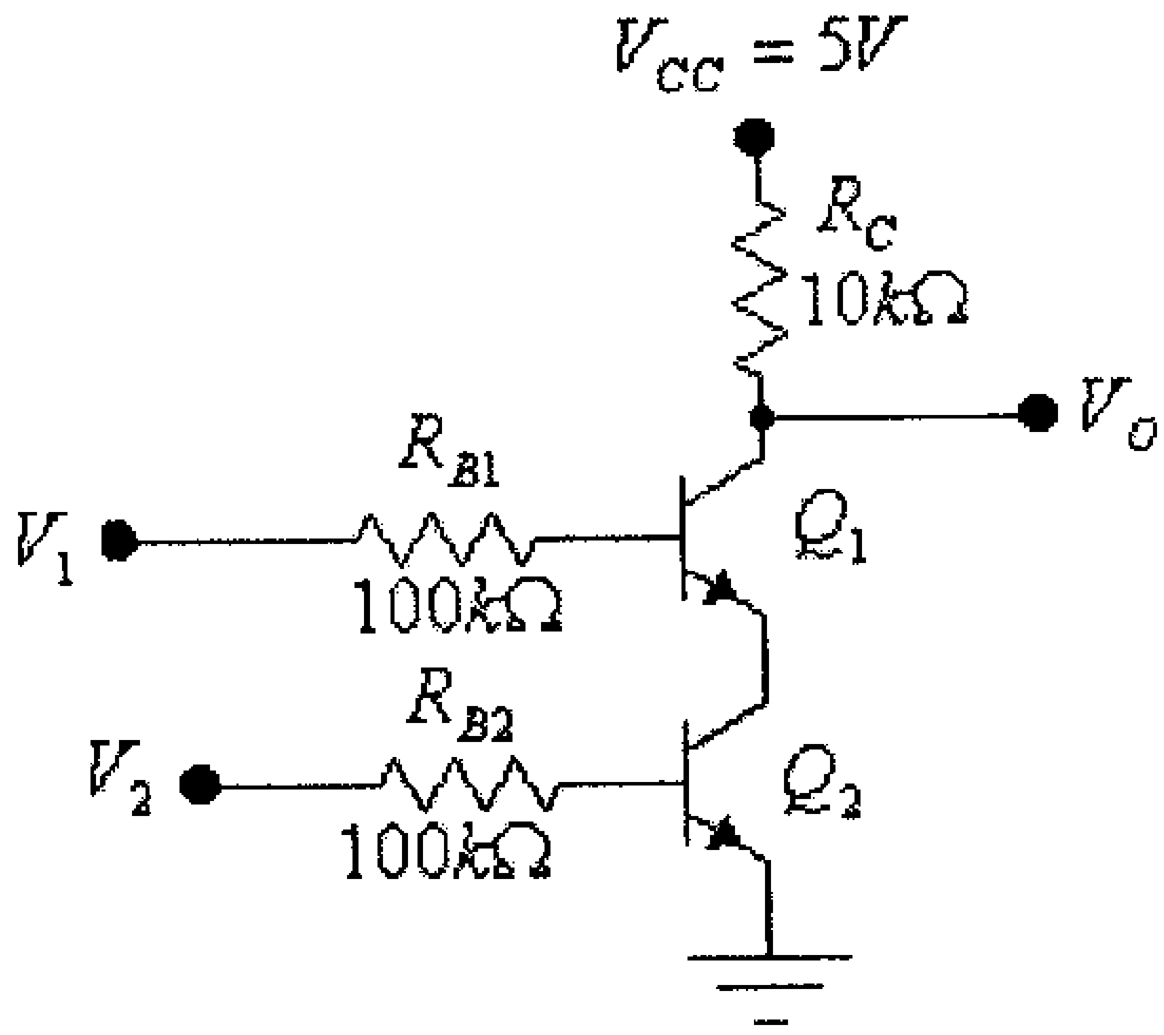
9) للدائرة التالية، أوجد الفولطية المخرجية V_O لكل إحتمالات الفولطيات المدخلية المبينة في الجدول أدناه. ماهو وضع كل من الترانزيستورات Q_1 و Q_2 عند كل من إحتمالات الفولطيات المدخلية. ما هي الدالة المنطقية (logic function) التي تنفذها هذه الدائرة، على إفتراض أن $V_O < 0.5V$ تعني الصفر المنطقي (logic 0) وأن $V_O > 2V$ تعني الواحد المنطقي (logic 1). إفترض $\beta = 100$ و $V_{CEsat} = 0.2V$ لكل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2.



V_1	V_2	Q_1	Q_2	V_O
0	0			
0	+5			
+5	0			
+5	+5			

شكل (95)

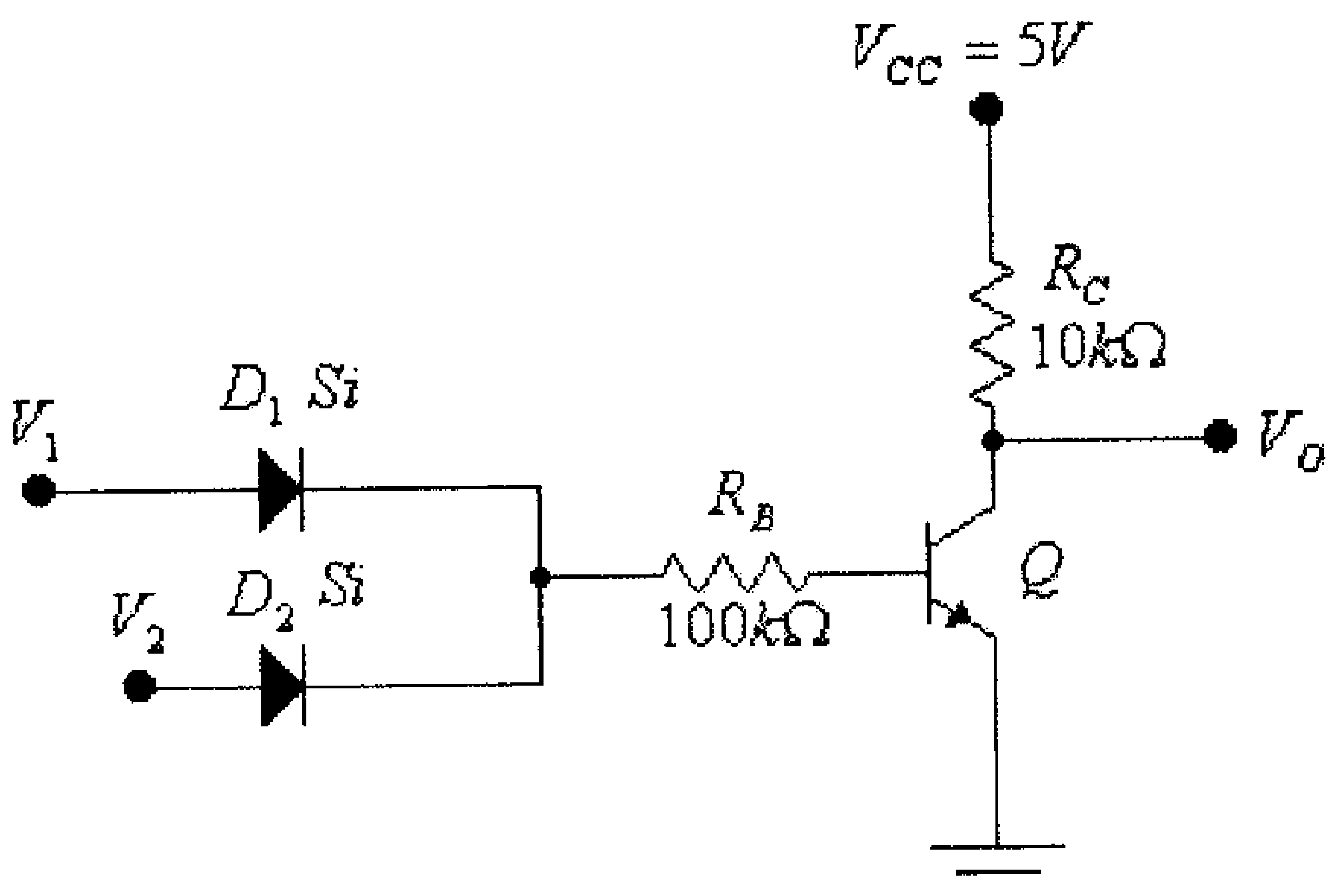
10) للدائرة التالية، أوجد الفولطية المخرجية V_O لكل إحتمالات الفولطيات المدخلية المبينة في الجدول أدناه. ماهو وضع كل من الترانزيستورات Q_1 و Q_2 عند كل من إحتمالات الفولطيات المدخلية. ما هي الدالة المنطقية (logic function) التي تنفذها هذه الدائرة، على إفتراض أن $V_O < 0.5V$ تعني الصفر المنطقي (logic 0) وأن $V_O > 2V$ تعني الواحد المنطقي (logic 1). إفترض $\beta = 100$ و $V_{CEsat} = 0.2V$ لكل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2.



V_1	V_2	Q_1	Q_2	V_O
0	0			
0	+5			
+5	0			
+5	+5			

شكل (96)

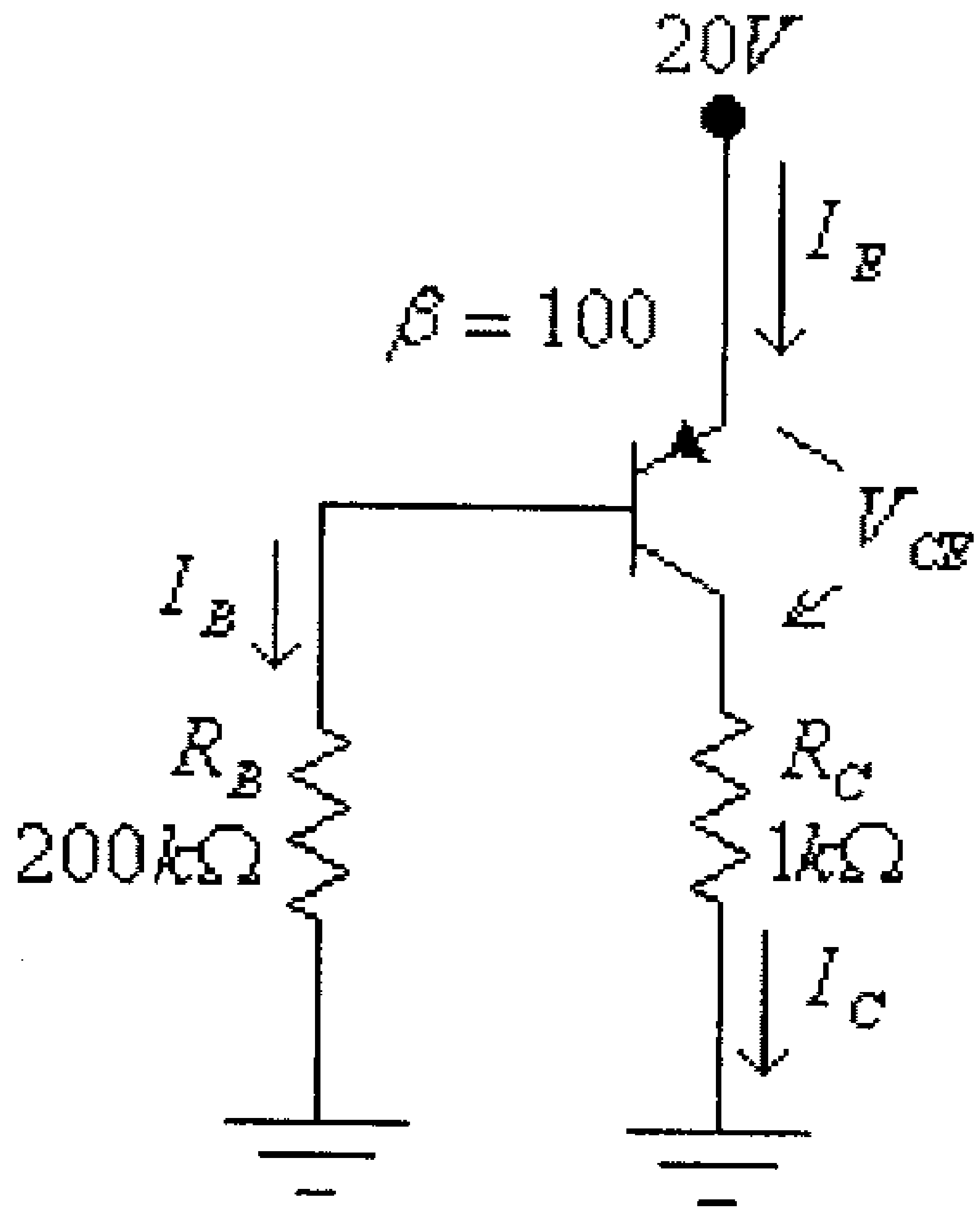
11) للدائرة التالية، أوجد الفولطية المخرجية V_O لكل إحتمالات الفولطيات المدخلية المبينة في الجدول أدناه. ماهو وضع الترانزيستور Q عند كل من إحتمالات الفولطيات المدخلية. ما هي الدالة المنطقية (logic function) التي تنفذها هذه الدائرة، على إفتراض أن $V_O < 0.5V$ تعني الصفر المنطقي (logic 0) وأن $V_O > 2V$ تعني الواحد المنطقي (logic 1). إفترض $\beta = 100$ و $V_{CEsat} = 0.2V$ للترانزيستور Q.



V_1	V_2	Q	V_O
0	0		
0	+5		
+5	0		
+5	+5		

شكل (97)

12) للدائرة التالية أوجد قيمة كل من I_E , I_C , I_B و V_{CE}.



شكل (98)

الوحدة الخامسة

ترانزيستورات تأثير المجال

التوحيد http://mostafamas.maktoobblog.com صوت

الوحدة الخامسة

ترانزيستورات تأثير المجال

5.1 مدخل

تناولنا في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب تركيب وخصائص الترانزستور ثنائي القطبية وبيّنا أن هذا الترانزيستور يتكون من بلورتين من مادة سالبة (n-type material) بينهما بلورة من مادة موجبة (p-type material) للنوع npn، أو من بلورتين من مادة موجبة بينهما بلورة من مادة سالبة للنوع pnp، كما بيّنا أنه وعند عمل الترانزيستور من هذا النوع، في المنطقة الفعالة من خاصيته، فإن تيار المُجمِّع (I_C) يتم التحكم به بتيار القاعدة (I_B) وأن العلاقة التي تربط هذين التيارين هي $I_C = \beta.I_B$ ، أي أن الترانزبستور ثنائي القطبية، وعند عمله في المنطقة الفعالة من خاصيته، يكافيء مصدر تيار يتم التحكم به بتيار (current-controlled current source).

في هذه الوحدة سنتعرف على تركيب وخصائص أنواع أخرى من الترانزيستورات يتم التحكم بالتيار المار فيها بواسطة فرق الجهد (الفولطية) على مدخلها، وهذا النوع من الترانزيستورات يسمى ترانزيستورات تأثير المجال (field effect transistors) أو إختصاراً FET(s). وما يميز هذه الترانزيستورات أنه يمكن التحكم بقيمة التيار الكهربائي المار خلالها عن طريق المجال الكهربائي الناشيء من فرق الجهد بين طرفين من أطرافها ويكون التيار المدخلي لهذه الترانزيستورات يساوي صفراً.

ومما يجب ذكره أن مرور التيار في هذا النوع من الترانزيستورات سببه حركة نوع واحد من حاملات التيار (current carriers) وهي إما الإلكترونات أو الفجوات ، لذا فإن هذه الترانزيستورات هي عناصر أحادية القطبيه (unipolar devices)، على عكس الترانزيستوات ثنائية القطبيه (bipolar devices) والتي تشترك فيها الإلكترونات والفجوات لتشكيل التيار المار فيها.

ومن الجدير بالذكر أن ترانزيستورات تأثير المجال تمتاز بثبات خصائصها عند تغير درجة حرارتها وكذلك صغر حجمها، مما جعلها أكثر ملائمةً من الترانزيسترات ثنائية القطبية لبناء الدارات المتكاملة (integrated circuits).

وتقسم ترانزيستورات تأثير المجال الى نوعين أساسين هما:

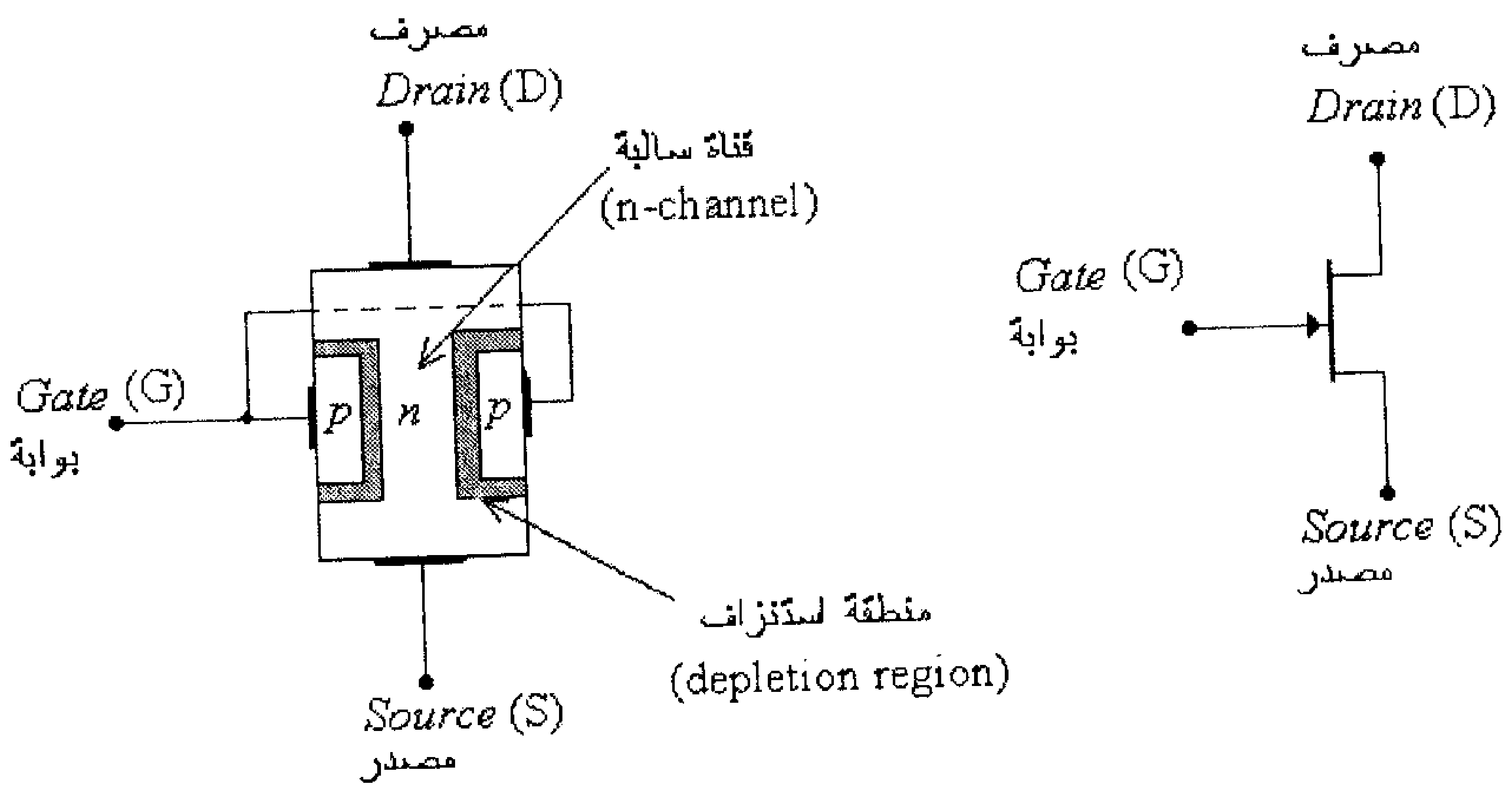
- ترانزيستورات تأثير المجال الوصلية (junction field effect transistors)، أو إختصاراً JFET(s)
- ترانزيستــورات تأثيــر المجــال معــدن – أكســيد – شبه موصل (metal-oxide-semiconductor field effect transistors)، أو إختصاراً MOSFET(s). وهذه بدورها تقسم الى نوعين هما:
  - النوع الإستنزافي (depletion type).
  - النوع التعزيزي (enhancement type).

ومن الجدير بالذكر أن كل من هذه الترانزيستورات تأتي على نوعين بقناة موجبة (positive channel) أو بقناة سالبة (negative channel).

وفيما يلي سنقوم بدراسة تركيب وخواص كل من هذه الترانزيستورات.

5.2 ترانزيستورات تأثير المجال الوصلي (Junction Field Effect Transistors).

الشــكل التــالي يبيــن تركيــب ورمــز ترانزيســتور تأثيــر المجــال الوصلي بقناة سالبة (n-channel JFET).



شكل (1)

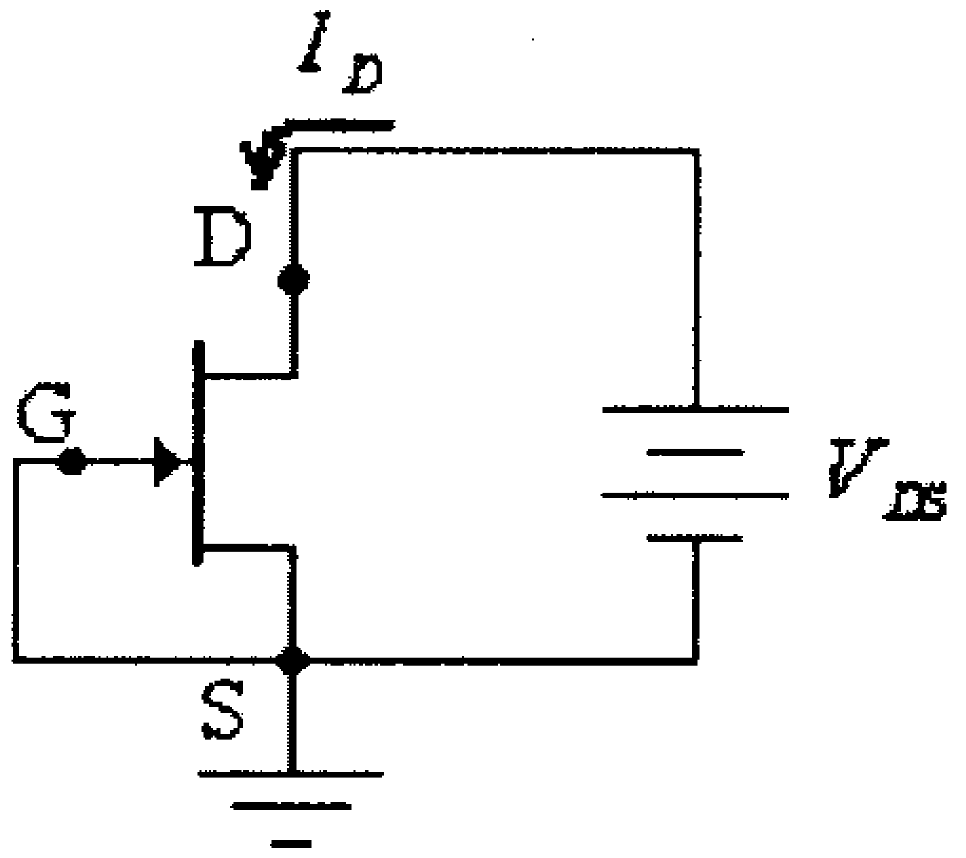
يلاحـــظ من الشـــكل أن هذا النـــوع من الترانزيســـتورات يتكـــون من بلـــورة مـــادة سالبة (n-type material) تشكل القناة (channel)، ويوجد بين طرفي هذه القناة بلورتي مادة موجبة (p-type material) موصولتين مع بعضهما.

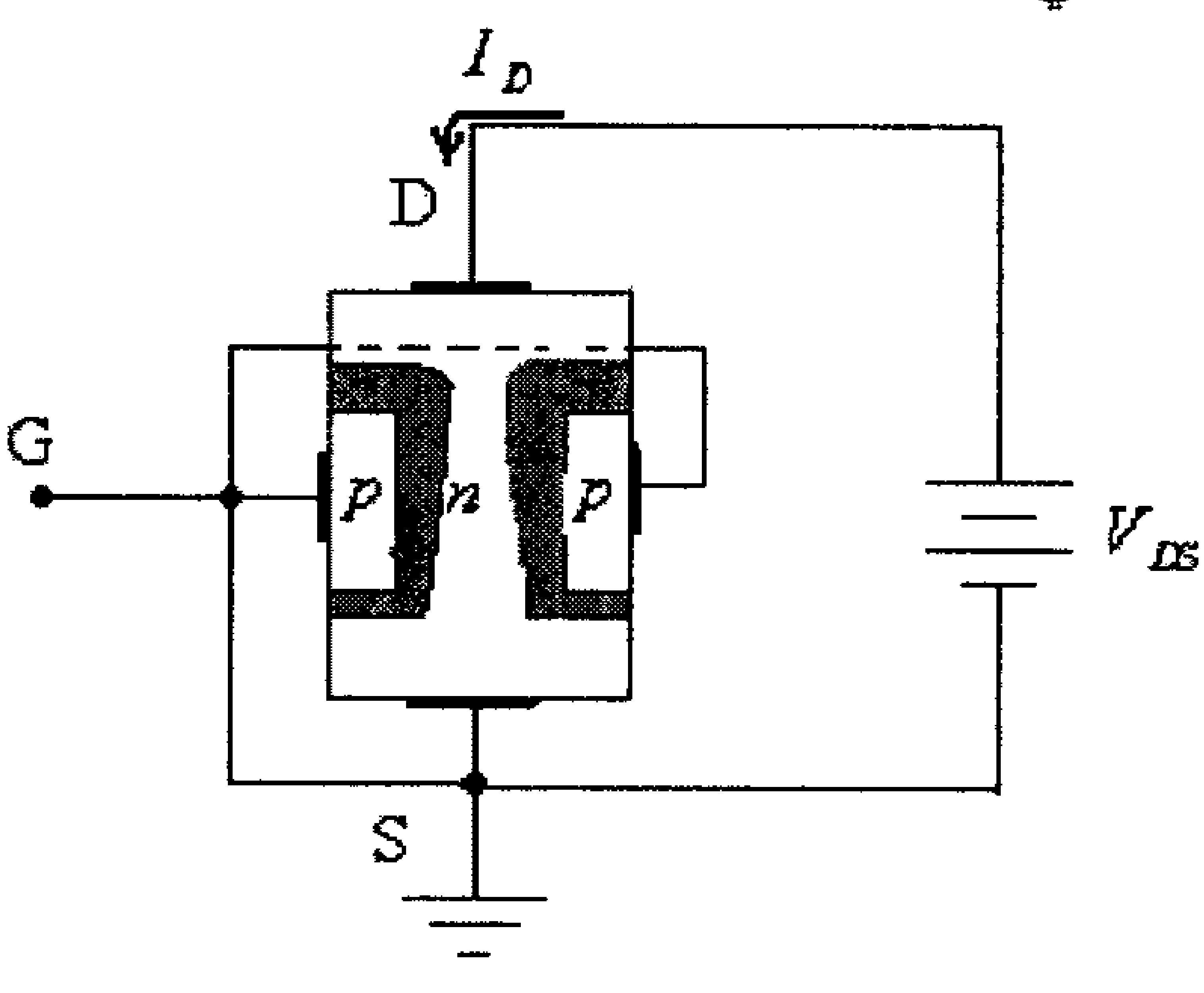
ويربط مع أعلى بلورة المادة السالبة أحد أطراف الترانزيستور الثلاثة والذي يسمى المصرف (Drain)، ويربط مع الطرف السفلي للبلورة الطرف الثاني للترانزيستور والذي يسمى المصدر (Source)، أمّا مع بلورتي المادة الموجبة فيربط الطرف الثالث للترانزيستور والذي يسمى البوابة (Gate).

لاحظ تكون منطقة إستنزاف (depletion region) بين كل من بلورتي المادة الموجبة وبلورة المادة السالبة (وكما تم شرحه سابقاً، في الوحدة الأولى، عند شرح تركيب ومبدأ عمل الديود).

ويعتمد مبدأ عمل هذا الترانزيستور على تغير عمق منطقتي الإستنزاف، وبالتالي تغير مساحة مقطع القناة الموجودة بين المصرف (D) والمصدر (S). ويتم التحكم بعمق منطقتي الإستنزاف (وبالتالي مساحة مقطع القناة) بتغيير قيمة فرق الجهد بين البوابة (G) والمصدر (S).

فعندما يكون فرق الجهد بين البوابة والمصدر يساوي صفراً ($V_{GS} = 0V$)، أي يكون طرف البوابة (G) موصول مع طرف المصدر (S)، فإن منطقة الإستنزاف ستكون كما هو مبين في الشكل التالي.





شكل (2)

لاحظ أن عمق منطقة الإستنزاف سيكون أكبر كلما أقتربنا من طرف المصرف (D)، ويعود سبب هذا الى أرتفاع فرق الجهد العكسي الواقع بين طرفي منطقة الإستنزاف كلما إقتربنا من طرف المصرف (D).

وعند زيادة الفولطية V_{DS} (بقيم قليلة) فإن التيار المار بين المصرف (D) والمصدر (S) سيزداد، وتكون العلاقة بين قيمة الفولطية V_{DS}والتيار I_D علاقة خطية شبيهة بتلك التي للمقاومة المادية. أي أن الترانزيستور في هذه الحالة يكافيء مقاومة مادية ثابتة القيمة.

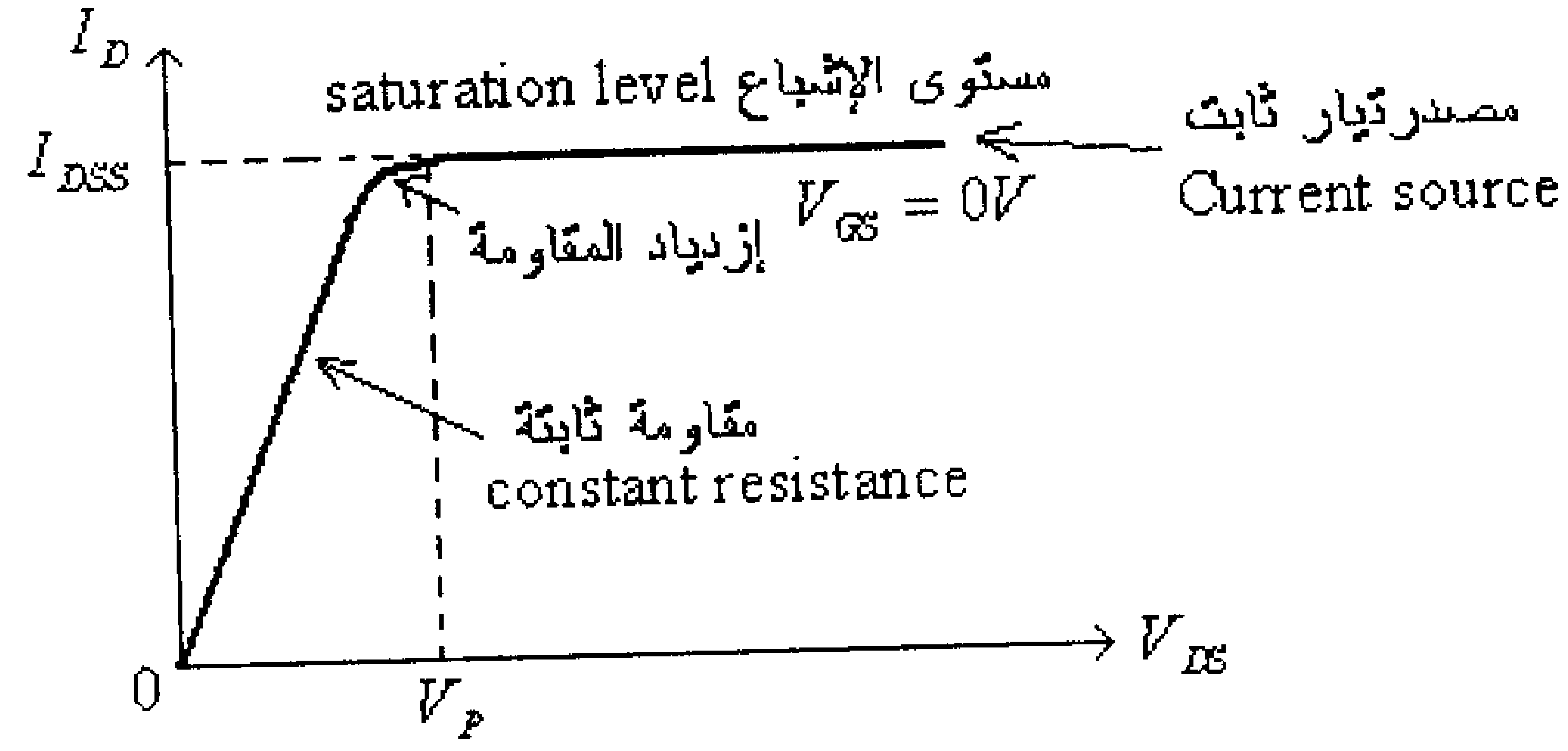
وعند زيادة الفولطية V_{DS} بقيم أكبر فإن عمق منطقتي الإستنزاف سيزداد وستقل مساحة مقطع القناة الموجودة بين المصرف (D) والمصدر (S)، أي ستزداد قيمة المقاومة الكهربائية بين المصرف (D) والمصدر (S).

وعند زيادة الفولطية V_{DS} مرة أخرى والوصول الى قيمة معينة تسمى (pinch-off voltage)، والتي يرمز لها إختصاراً بالرمز V_P، فأن عمق منطقتي الإستنزاف سيزداد الى الحد الأقصى حتى تتلامس منطقتا الإستنزاف تقريباً ويصبح مقطع القناة بين المصرف (D) والمصدر (S) قليلاً جداً وتصبح قيمة التيار I_D المار بين المصرف (D) والمصدر (S) ثابتة ولا تعتمد على قيمة الفولطية بين المصرف (D) والمصدر (S)، أي أن التيار في الترانزيستور يصل الى قيمة تيار الإشباع. في هذه الحالة فإن الترانزيستور يكافيء بعمله مصدر تيار قيمته تساوي I_{DSS}.

لاحظ أن الرمز I_{DSS} يشير الى تيار المصرف، I_D، عندما تكون الفولطية بين البوابه (G) والمصدر (S) تساوي صفراً.

لاحظ أيضاً أن التيار I_{DSS} هو أعلى قيمة يمكن أن يصلها التيار المار في الترانزيستور والذي يمكن الوصول اليه عند $V_{GS} = 0V$ و $V_{DS} \geq |V_P|$.

والشكل التالي يبين العلاقة بين تيار الترانزيستور I_D والفولطية بين طرفيه V_{DS}.



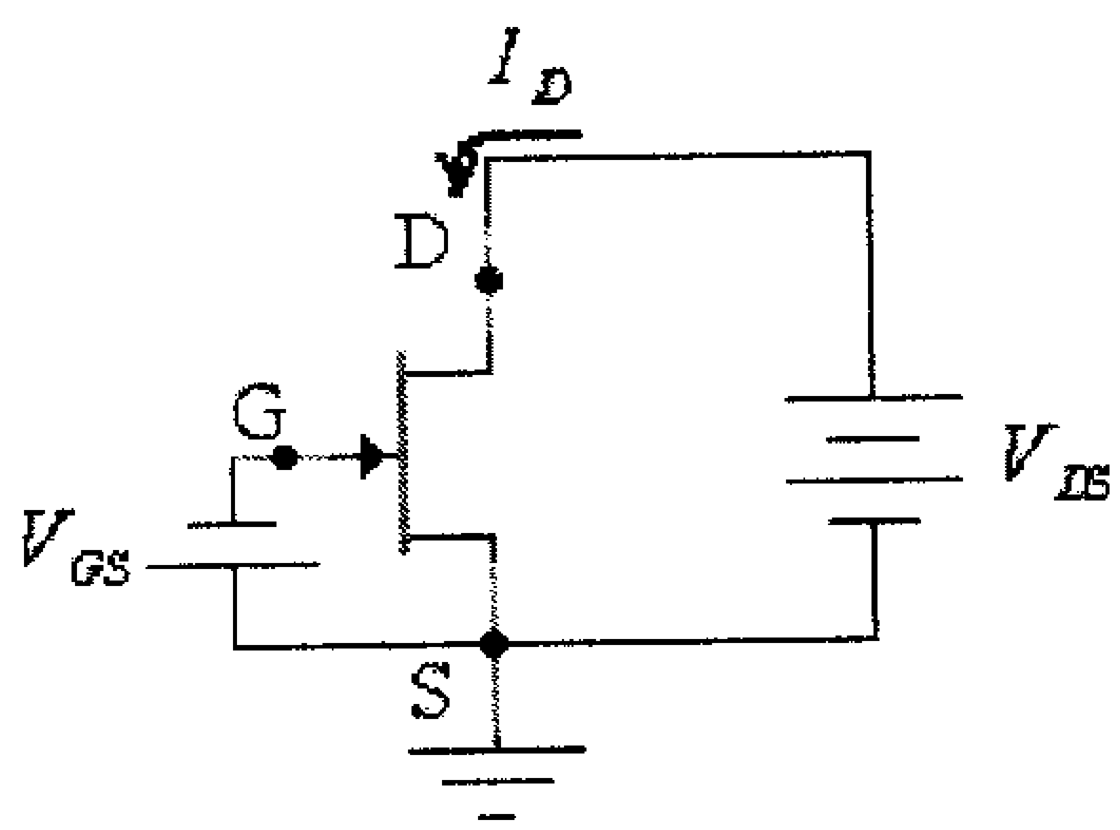
شكل (3)

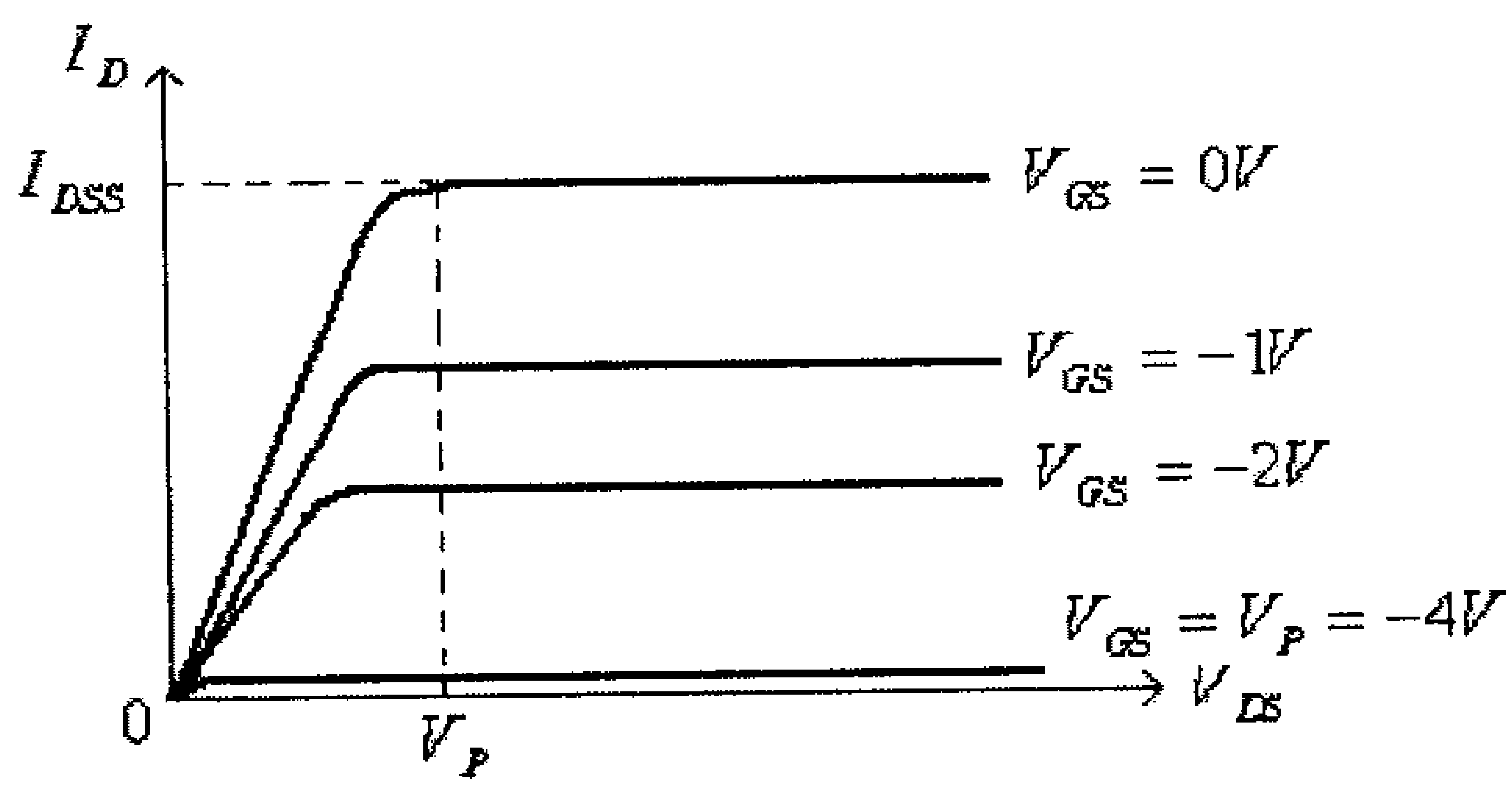
من هذا الشكل يلاحظ أنه:

- عندما تكون الفولطية V_{DS} أقل من قيمة الفولطية V_P فإن الترانزيستور (بين المصرف والمصدر) يكافيء مقاومة مادية ثابتة قيمتها تساوي $\frac{V_P}{I_{DSS}}$.
- عندما تكون الفولطية V_{DS} قريبة من قيمة الفولطية V_P فإن المقاومة المكافئة للترانزيستور ستزيد عن القيمة $\frac{V_P}{I_{DSS}}$.
- عندما تكون الفولطية V_{DS} أكبر أو تساوي قيمة V_P فإن الترانزيستور (بين المصرف والمصدر) يكافيء مصدر تيار ثابت قيمته تساوي I_{DSS}.

وكما تم التحكم بتيار المُجمِّع I_C بواسطة تيار القاعدة I_B في الترانزيستور ثنائي القطبية (bipolar junction transistor)، والتي شرحت سابقاً في الوحدة الثالثة من هذا الكتاب، فيمكن التحكم بتيار المصرف I_D بواسطة فرق الجهد (الفولطية) بين البوابة والمصدر (V_{GS}) في ترانزيستور تأثير المجال.

فعندما تكون الفولطية V_{GS} سالبة يزداد عمق منطقة الإستنزاف (عن تلك في حالة $V_{GS} = 0$) وتقل مساحة مقطع القناة وبالتالي فإن الترانزيستور يصل الى حالة الإشباع عند قيم أقل للفولطية V_{DS}، والشكل التالي يبين العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية V_{DS} عند قيم مختلفة للفولطية V_{GS}.





شكل (4)

في هذا الشكل يلاحظ أنه:

- يمكن تغيير قيمة تيار المصرف I_D للترانزيستور بتغيير قيمة الفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS}.
- تكون قيمة الفولطية V_{GS}،وللترانزيستور من نوع القناة السالبة، سالبةً وذلك حتى يمكن تغيير عمق منطقتي الإستنزاف وبالتالي مساحة مقطع قناة التوصيل بين المصرف والمصدر.
- أعلى قيمة يمكن أن يصلها تيار المصرف I_D، هي القيمة I_{DSS}، وتكون عند $V_{GS} = 0V$.
- كلما إزدادت قيمة V_{GS}، وبالإتجاه السالب، كلما قل تيار الإشباع للترانزيستور وقلت كذلك قيمة فرق الجهد V_{DS} الذي يصبح عنده الترانزيستور في حالة إشباع.
- عندما تصبح قيمة الفولطية V_{GS} مساوية للقيمة V_P يتوقف تيار المصرف I_D المار في الترانزيستور، أي يصبح $I_D = 0$، ويبقى هكذا مهما تغيرت الفولطية V_{DS}، أي أنه وعند $V_{GS} = V_P$ فإن الترانزيستور يصبح في وضع off.
- كثيراً ما يشار الى قيمة الفولطية V_{GS} التي يصبح عندها الترانزيستور بوضع off بـــ $V_{GS(off)}$ بدلاً من V_P.
- عند قيمة معينة للفولطية V_{GS}، وعندما تصبح قيمة الفولطية V_{DS} أكبر أو تساوي تلك التي يصبح عندها الترانزيستور في حالة إشباع يبقى تيار المصرف I_D ثابتاً ولا يتغير بتغير قيمة V_{DS} (أي أن الترانزيستور في هذه الحالة يكافيء مصدر تيار ثابت). وتسمى المنطقة من خاصية الترانزيستور السابقة والتي تبقى قيمة تيار المصرف فيها ثابتة بمنطقة التيار الثابت (constant-current region) أو منطقة الإشباع (saturation region) أو منطقة التضخيم الخطي (linear amplification region). ومما يجب ذكره أنه وعندما يستخدم هذا الترانزيستور كمضخم إشارة فإنه يعمل في هذه المنطقة.
- إذا زادت قيمة الفولطية V_{DS} عن الحد المسموح به والمحدد بمواصفات الترانزيستور قد ينهار الترانزيستور.

يلاحظ من خاصية هذا الترانزيستور أنه وقبل أن يدخل هذا الترانزيستور منطقة الإشباع فإن العلاقة بين تيار المصرف I_D وفرق الجهد بين المصرف والمصدر V_{DS} علاقة خطية تشبه تلك التي للمقاومة المادية، أي أن هذا الترانزيستور وقبل أن يدخل منطقة الإشباع يكافيء مقاومة مادية. ولعلك تلاحظ أيضاً أن قيمة المقاومة المكافئة للترانزيستور يمكن التحكم بقيمتها بالتحكم بقيمة الفولطية V_{GS}. وتسمى المنطقة من خاصية الترانزيستور وقبل دخوله منطقة الإشباع بمنطقة المقاومة المحكومة بفولطية (voltage-controlled resistance region)،

والصيغة التالية تبين العلاقة بين المقاومة المكافئة للترانزيستور والفولطية V_{GS}، في هذه المنطقة .

$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2}$$

هنا:

r_O – المقاومة المكافئة للترانزيستور عند $V_{GS} = 0$

مثال (1): للترانزيستور من النوع n-channel JFET، وإذا علمت أن $V_P = -4V$، وأن $r_O = 10k\Omega$، أوجد قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V,-1V,-2V,-3V$ و $-4V$

الحل:

من الصيغة السابقة، عند $V_{GS} = 0V$، فإن:

$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2} = r_O = 10k\Omega$$

عند $V_{GS} = -1V$، فإن:

$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2} = \frac{10x10^3}{(1-\frac{-1}{-4})^2} = 17.78x10^3\Omega = 17.78k\Omega$$

عند $V_{GS} = -2V$، فإن:

$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2} = \frac{10x10^3}{(1-\frac{-2}{-4})^2} = 40x10^3\,\Omega = 40k\Omega$$

عند $V_{GS} = -3V$، فإن:

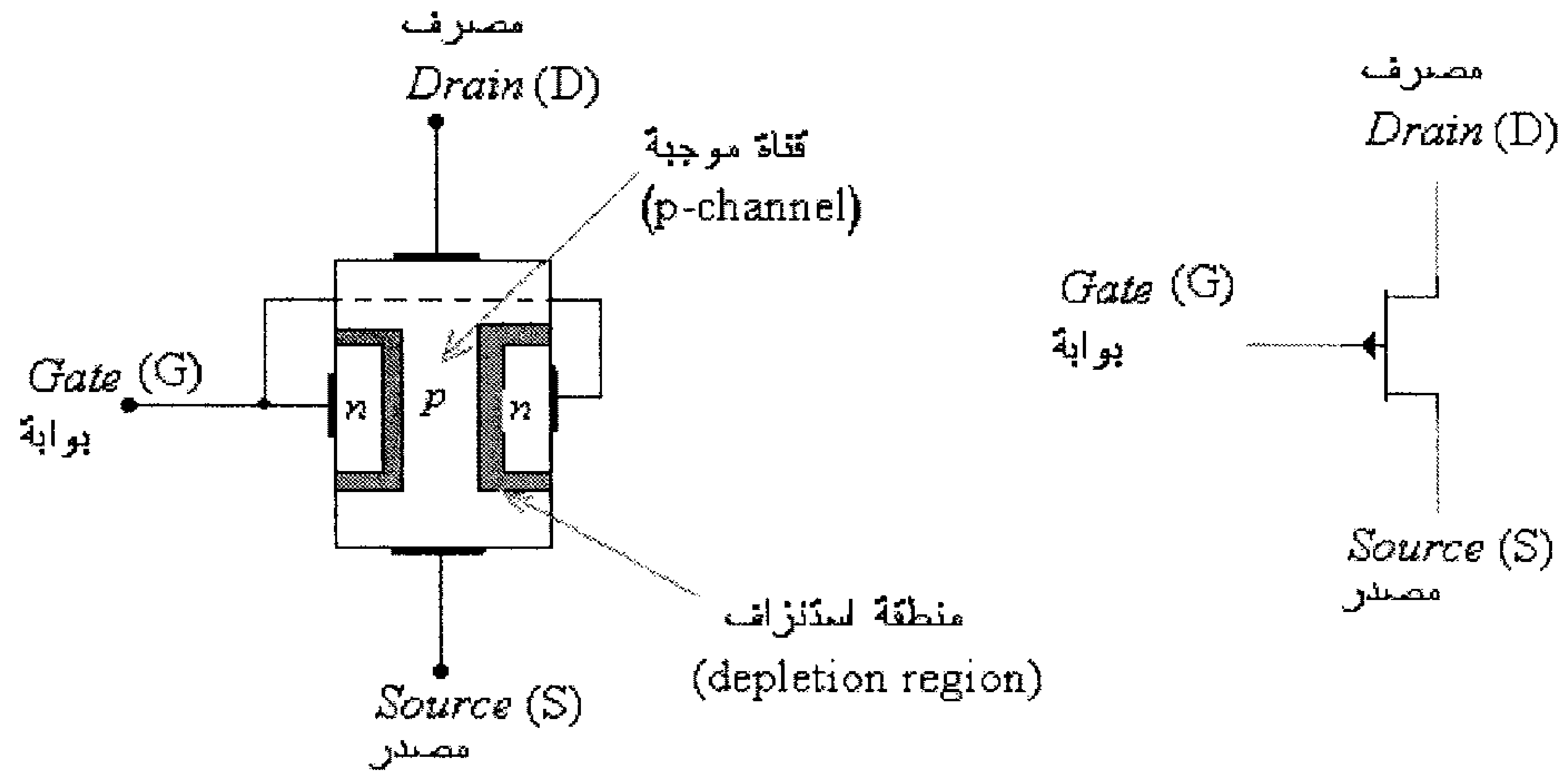
$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2} = \frac{10x10^3}{(1-\frac{-3}{-4})^2} = 160x10^3\,\Omega = 160k\Omega$$

عند $V_{GS} = -4V$، فإن:

$$r_d = \frac{r_O}{(1-\frac{V_{GS}}{V_P})^2} = \frac{10x10^3}{(1-\frac{-4}{-4})^2} = \infty$$

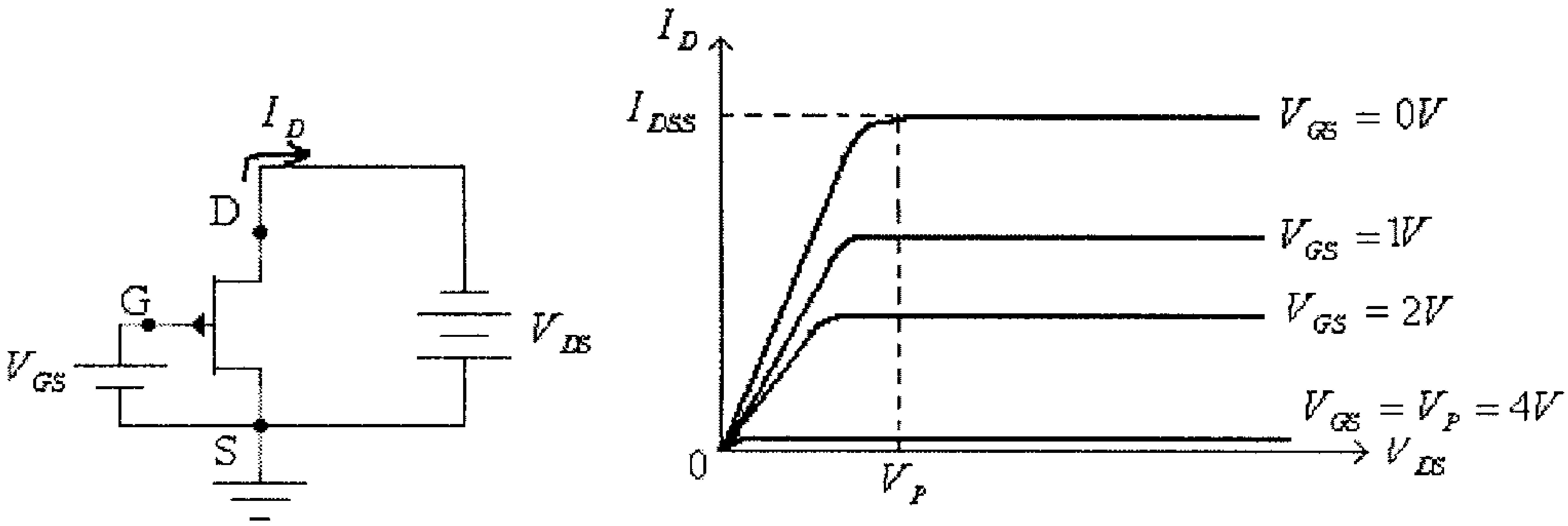
يلاحظ من هذا المثال أن قيمة المقاومة المكافئة للترانزيستور تزداد بزيادة قيمة V_{GS}، وبالإتجاه السالب، وعند $V_{GS} = V_P$ تصبح قيمة هذه المقاومة مالانهاية، أي يصبح الترانزيستور في وضع off.

ما تم شرحه سابقاً يتعلق بترانزيستور تأثير المجال الوصلي بقناة سالبة (n-channel JFET)، أما ما يتعلق بتركيب ترانزيستور تأثير المجال الوصلي بقناة موجبة (p-channel JFET) فهو يتكون من بلورة مادة موجبة (p-type material) تشكل القناة، ويوجد بين طرفي بلورة المادة الموجبة بلورتي مادة سالبة (n-type material) موصولتين مع بعضهما، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي .



شكل (5)

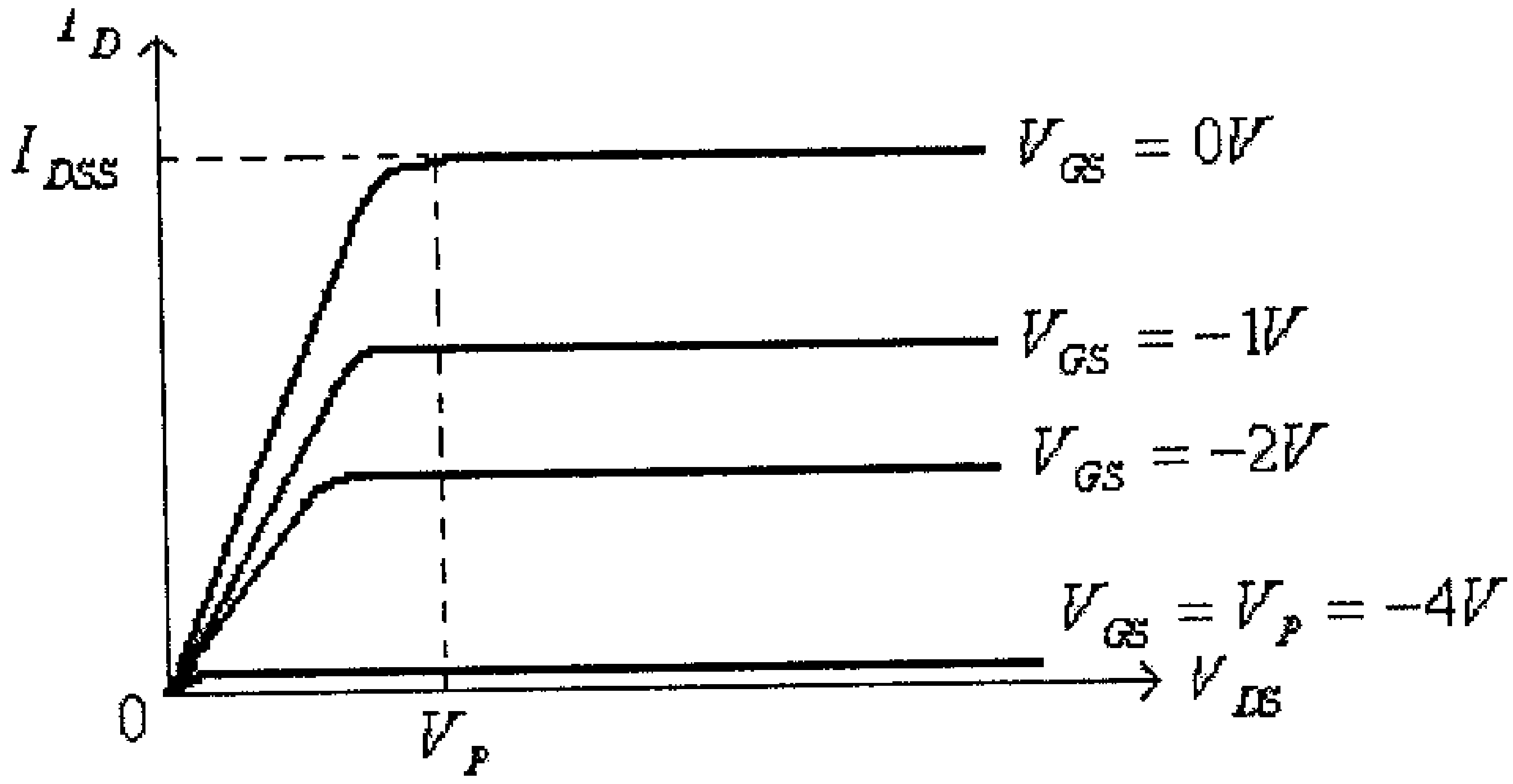
وخواص هذا الترانزيستور تشبه خواص الترانزيستور ذو القناة السالبة مع عكس إتجاه الفولطيات بين أطراف الترانزيستور والتيار المار فيه، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (6)

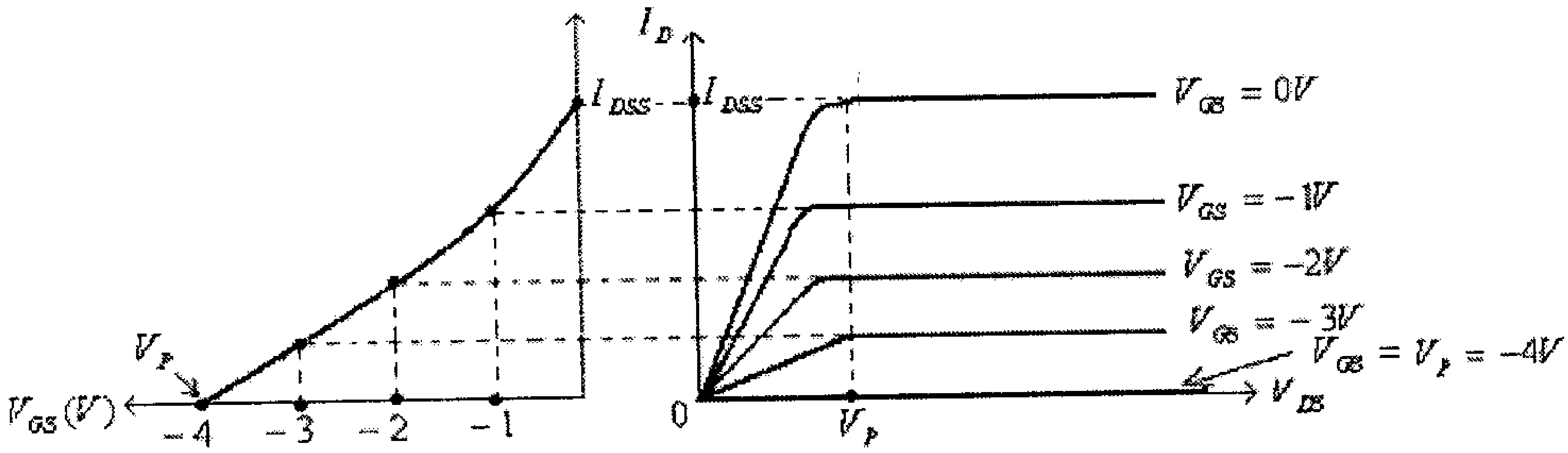
5.3 خواص ترانزيستورات الـ JFET

وكما ذكر سابقاً، فإنه ولترانزيستور الـ (n-channel JFET)، فإن العلاقة بين تيار المصرف (I_D) والفولطية بين المصرف والمصدر (V_{DS}) عند قيم مختلفة للفولطية بين البوابة المصدر (V_{GS}) ، والتي تسمى عادةً (drain characteristic)، هي كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (7)

من هذا الشكل يمكن ملاحظة أن تيار المصرف (I_D)، وفي منطقة الإشباع، يمكن التحكم بقيمته بواسطة الفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}). ويمكن رسم العلاقة بين تيار المصرف (I_D) والفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}) من الشكل السابق وذلك بتحديد قيمة تيار المصرف عند القيم المختلفة للفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS})، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (8)

وكثيراً ما تسمى العلاقة بين تيار المصرف I_D و الفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}) بدالة التحويل أو دالة النقل (transfer function) وذلك لأنها تصف العلاقة بين مخرج الترانزيستور (I_D) ومدخله (V_{GS}).

وعلى عكس ترانزيستور ثنائي القطبية، والذي تم شرحه في الوحدة الثالثة، والذي كانت دالة النقل له، العلاقة بين تيار المُجمِّع (I_C) و تيار القاعدة (I_B)، خطية ($I_C = \beta.I_B$)، فإن دالة النقل لترانزيستور الـــ JFET غير خطية كما هو واضح من الشكل السابق.

ويمكن وصف العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين البوابة والمصدر (V_{GS}) ، أي دالة التحويل أو دالة النقل (transfer function)، لترانزيستور الـــ JFET والمبينه في الشكل السابق بمعادلة Shockley ، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

لاحظ أنه وعند $V_{GS} = 0$ فإن $I_D = I_{DSS}$، وهي أعلى قيمة يمكن أن يصلها تيار المصرف I_D.

وعند $V_{GS} = V_P$ فإن $I_D = 0$، أي يصبح الترانزيستور في وضع off.

ويمكن إيجاد قيمة V_{GS} اللازمة لإمرار تيار مصرف معين في ترانزيستور الـــ JFET وذلك من معادلة Shockley.

فمن معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

ومنها:

$$\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 1 - \frac{V_{GS}}{V_P}$$

أو:

$$\frac{V_{GS}}{V_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

وبالتالي فإن:

$$V_{GS} = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

مثال (2): إذا علمت أن $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -6$ ، لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel JFET)، أوجد قيمة I_D لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V$ ، $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$ ، $V_{GS} = V_P$ ، و $V_{GS} = -7V$

الحل:

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

- عند $V_{GS} = 0V$ ، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{0}{V_P}\right)^2 = I_{DSS} = 10mA$$

- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$ ، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} I_{DSS} = 2.5mA$$

- عند $V_{GS} = V_P$ ، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_P}{V_P}\right)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = -7V$ ، فإن:

$$I_D = 0mA$$

لأن $V_{GS} < V_P$.

مثال (3): إذا علمت أن $I_{DSS} = 8mA$ و $V_P = -4$ ، لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel JFET)، أوجد قيمة V_{GS} اللازمة لجعل التيار I_D في هذا الترانزيستور تساوي $I_D = 0A$ ، $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ، $I_D = I_{DSS}$ و $I_D = 6mA$.

الحل:

من معادلة :Shockley

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

ومنها، عند:

- عند $I_D = 0$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P = -4V$$

- عند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293V_P \approx 0.3V_P = -1.2V$$

- عند $I_D = I_{DSS}$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_{DSS}}{I_{DSS}}}\right) = 0V$$

- عند $I_D = 6mA$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -4.\left(1-\sqrt{\frac{6x10^{-3}}{8x10^{-3}}}\right) = -0.54V$$

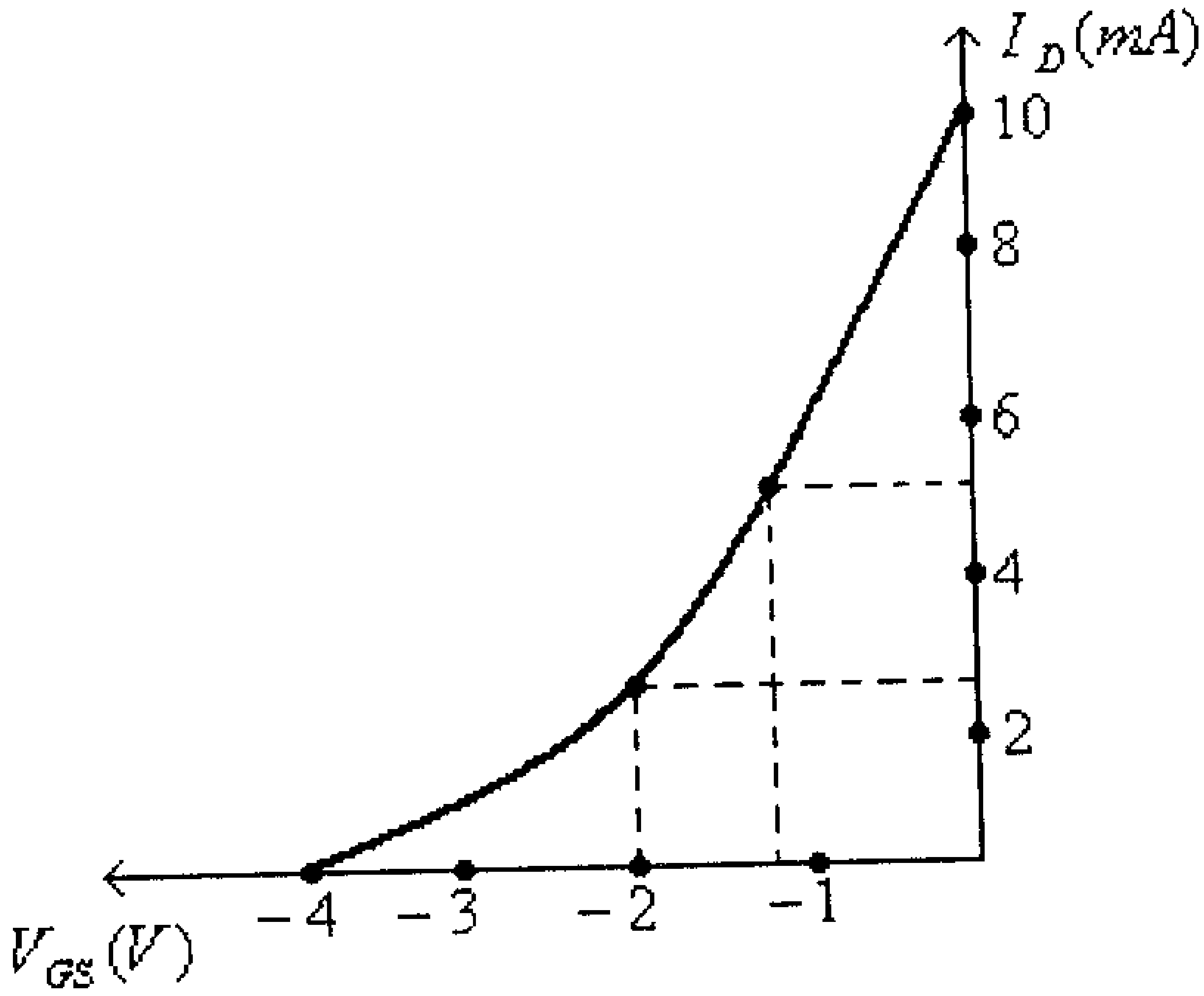
مثال (4): أرسم دالة النقل (transfer function) لترانزيستور الـــ (n-channel JFET)، إذا علمت أن لهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -4V$.

الحل: لهذا الترانزيستور:

- عند $V_{GS} = V_P = -4V$ فإن $I_D = 0A$
- عند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = I_{DSS} = 10mA$
- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2V$ فإن $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 0.25 I_{DSS} = 2.5mA$
- عند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$ فإن :

$$V_{GS} = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293 V_P \approx 0.3 V_P = -1.2V$$

والشكل التالي يبين دالة النقل (transfer function) المرسومة بإستخدام هذه النقاط.



شكل (9)

مثال (5): أرسم دالة النقل (transfer function) لترانزيستور ال (p-channel JFET)، إذا علمت أن لهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = 4V$.

الحل:

لهذا الترانزيستور:

- عند $V_{GS} = V_P = 4V$ فإن:

$I_D = 0A$

- عند $V_{GS} = 0V$ فإن:

$$I_D = I_{DSS} = 10mA$$

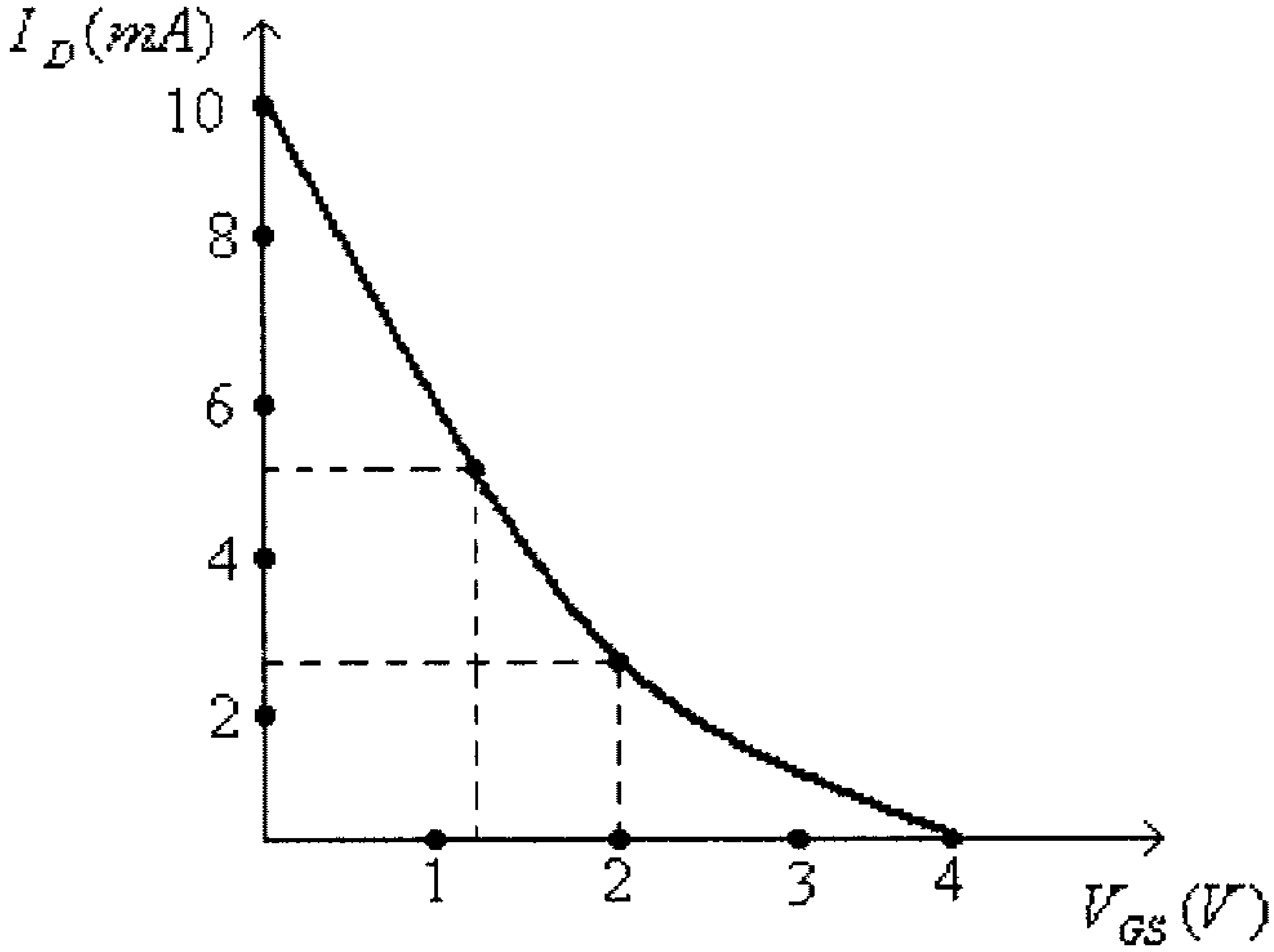
- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2} = 2V$ فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 0.25I_{DSS} = 2.5mA$$

- عند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$ فإن :

$$V_{GS} = V_P.\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P.\left(1 - \sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293V_P \approx 0.3V_P = 1.2V$$

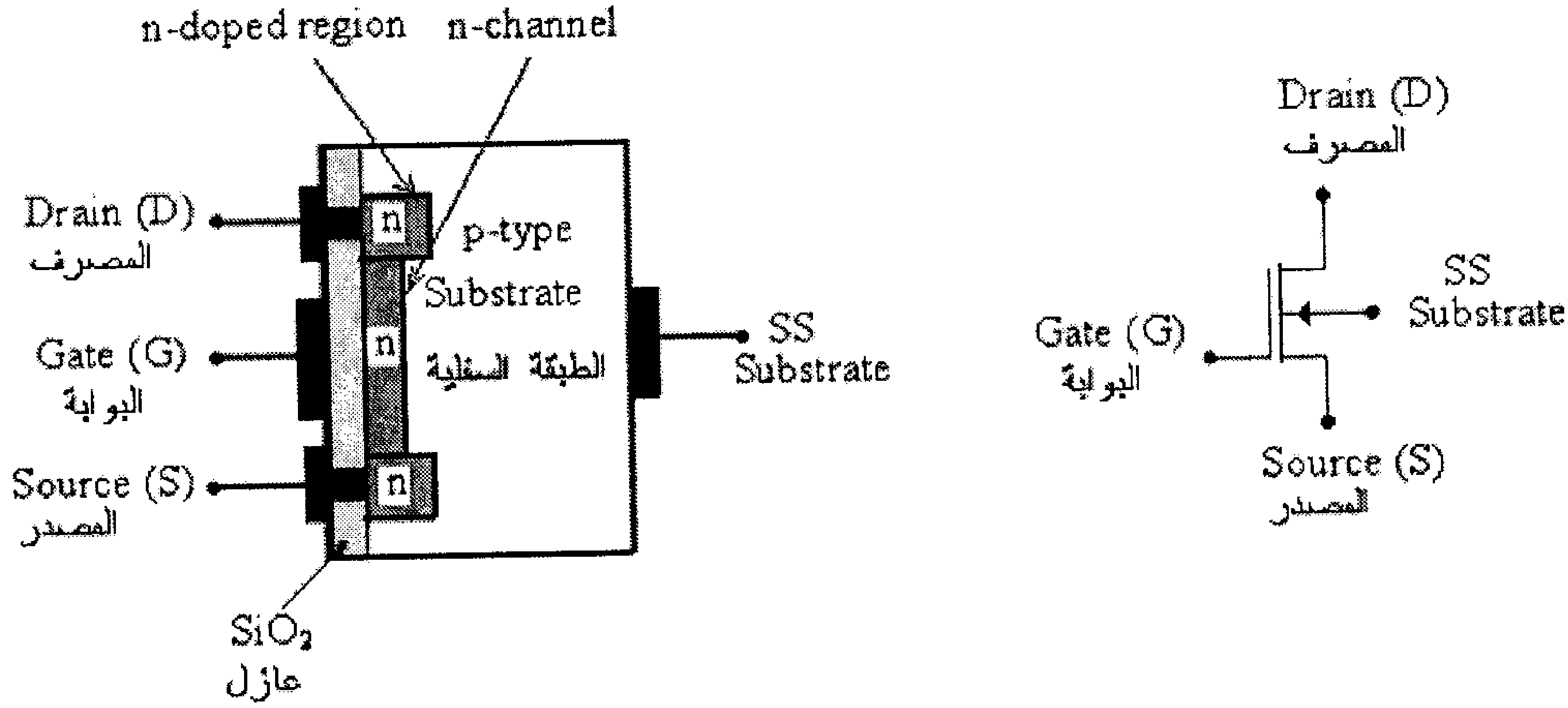
والشكل التالي يبين دالة النقل (transfer function) المرسومة بإستخدام هذه النقاط.



شكل (10)

5.4 ترانزيستورات تأثير المجال معدن-أكسيد-شبه موصل من النوع الإستنزافي (Depletion-Type Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors)

الشكل (11) التالي يبين تركيب ورمز الترانزيستور من النوع depletion-type MOSFET بقناة سالبة.

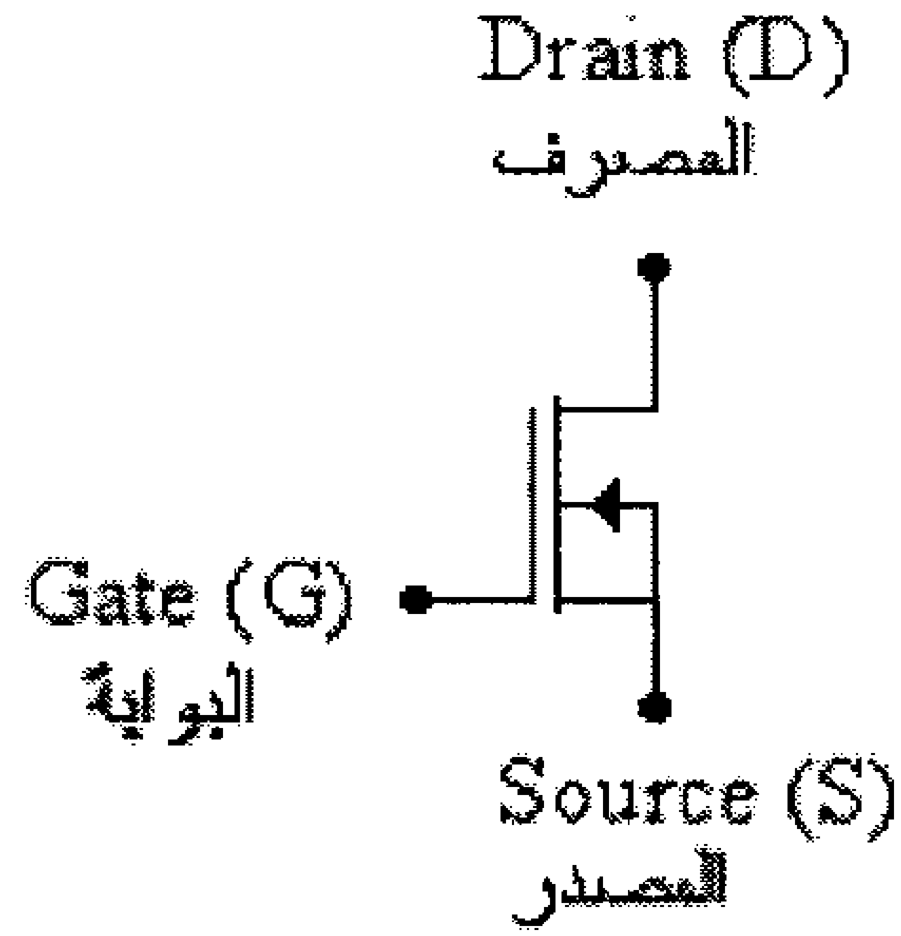


شكل (11)

يلاحظ من هذا الشكل أن هذا النوع من الترانزيستورات يتكون من بلورة مادة موجبة (p-type material) تشكل الطبقة السفلية (substrate) فيها حيزان من مادة سالبة (n-type material) تربط بينهما قناة من مادة سالبة أيضاً. توجد طبقة رقيقة من مادة عازلة (ثاني أُكسيد السيليكون، SiO_2) لتعزل كهربائياً بين البوابة (Gate) وباقي أطراف الترانزيستور وذلك حتى تكون الممانعة المدخلية (الممانعة بين البوابة، G، والمصدر،S) عاليةٌ جداً. يُربط مع الحيز الأعلى للمادة السالبة وبوصلة معدنية أحد أطراف الترانزيستور وهو المصرف (Drain)، ويُربط مع الحيز السفلي للمادة السالبة وبوصلة معدنية أيضاً الطرف الأخر للترانزيستور وهو المصدر (Source)، أما البوابة (Gate) فهي موصولة مع جزء معدني معزول عن باقي جسم الترانزيستور بالطبقة العازلة (SiO_2).

في بعض الترانزيستورات من هذا النوع تكون الطبقة السفلية (substrate) والمكونة من بلورة المادة الموجبة موصولة مع طرف معدني لتشكل الطرف الرابع لهذا الترانزيستور. وفي بعض الأنواع الأُخرى فإن هذه الطبقة السفلية تكون موصولة داخلياً مع طرف المصدر للترانزيستور

ليظهر الترانزيستور في هذه الحالة بثلاثة أطراف فقط، في هذه الحالة فإن رمز هذا الترانزيستور يصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (12)

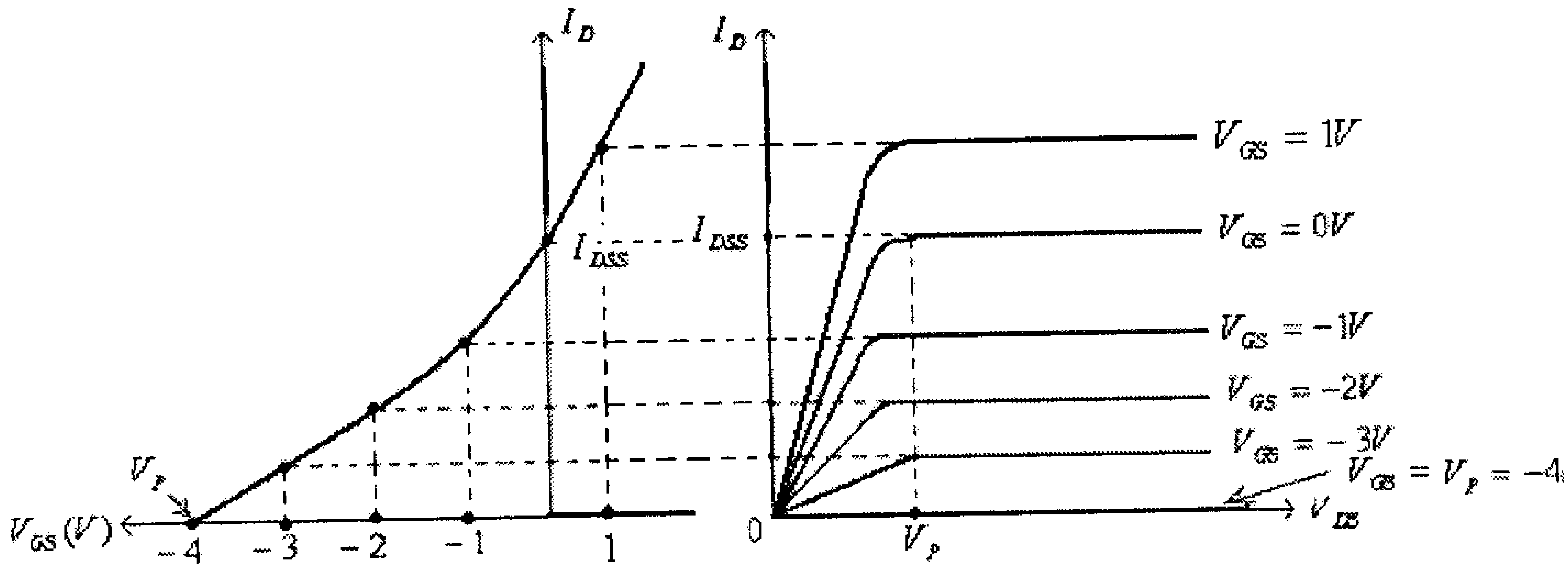
ويعتمد مبدأ عمل هذا الترانزيستور على تركيز ناقلات التيار (current carries) الموجودة في القناة السالبة (وهي الإلكترونات في الترانزيستور ذو القناة السالبة). ويتم التحكم بتركيز ناقلات التيار في القناة بتغيير قيمة فرق الجهد بين البوابة (G) والمصدر (S).

فعندما يكون فرق الجهد بين البوابة والمصدر يساوي صفراً ($V_{GS} = 0V$)، أي أن طرف البوابة (G) موصول مع طرف المصدر (S)، فإن تركيز ناقلات التيار يكون بمستوى يتحدد منه التيار (I_{DSS}). وعند تطبيق فولطية سالبة بين البوابة والمصدر (V_{GS}) سيقل تركيز ناقلات التيار الموجودة في القناة السالبة نتيجة إنتقال بعض منها الى بلورة المادة الموجبة والتي تشكل الطبقة السفلية (substrate)، وكذلك جذب بعض الشحنات الموجبة (holes) من بلورة المادة الموجبة لتعادل الالكترونات في القناة وبالتالي يقل تيار المصرف I_D. وعند بلوغ الفولطية السالبة بين البوابة والمصدر الى قيمة معينة، V_P، يصبح تركيز ناقلات التيار في القناة السالبة يساوي صفراً ويتوقف تيار المصرف I_D عن المرور ويصبح الترانزيستور في وضع off.

وفي حالة تطبيق فولطية موجبة بين البوابة والمصدر (V_{GS}) سيزداد تركيز ناقلات التيار الموجودة في القناة السالبة نتيجة جذب بعض منها من بلورة المادة الموجبة والتي تشكل الطبقة السفلية (substrate) وبالتالي يزداد تيار المصرف I_D ويبلغ قيماً أعلى من قيمة I_{DSS}. أي أن تطبيق فولطية موجبة بين البوابة والمصدر سيعزز (enhance) تركيز الالكترونات في القناة مقارنة مع تركيز تلك الالكترونات عندما تكون الفولطية بين البوابة والمصدر تساوي صفراً، لذا

يسمى الجزء من خاصية هذا الترانزيستور عند فولطية موجبة بين البوابة والمصدر (V_{GS}) بالجزء التعزيزي (enhancement part)، و يسمى الجزء من خاصية هذا الترانزيستور عند فولطية سالبة بين البوابة والمصدر (V_{GS}) بالجزء الإستنزافي (depletion part).

الشكل التالي يبين خاصية ترانزيستور من هذا النوع.



شكل (13)

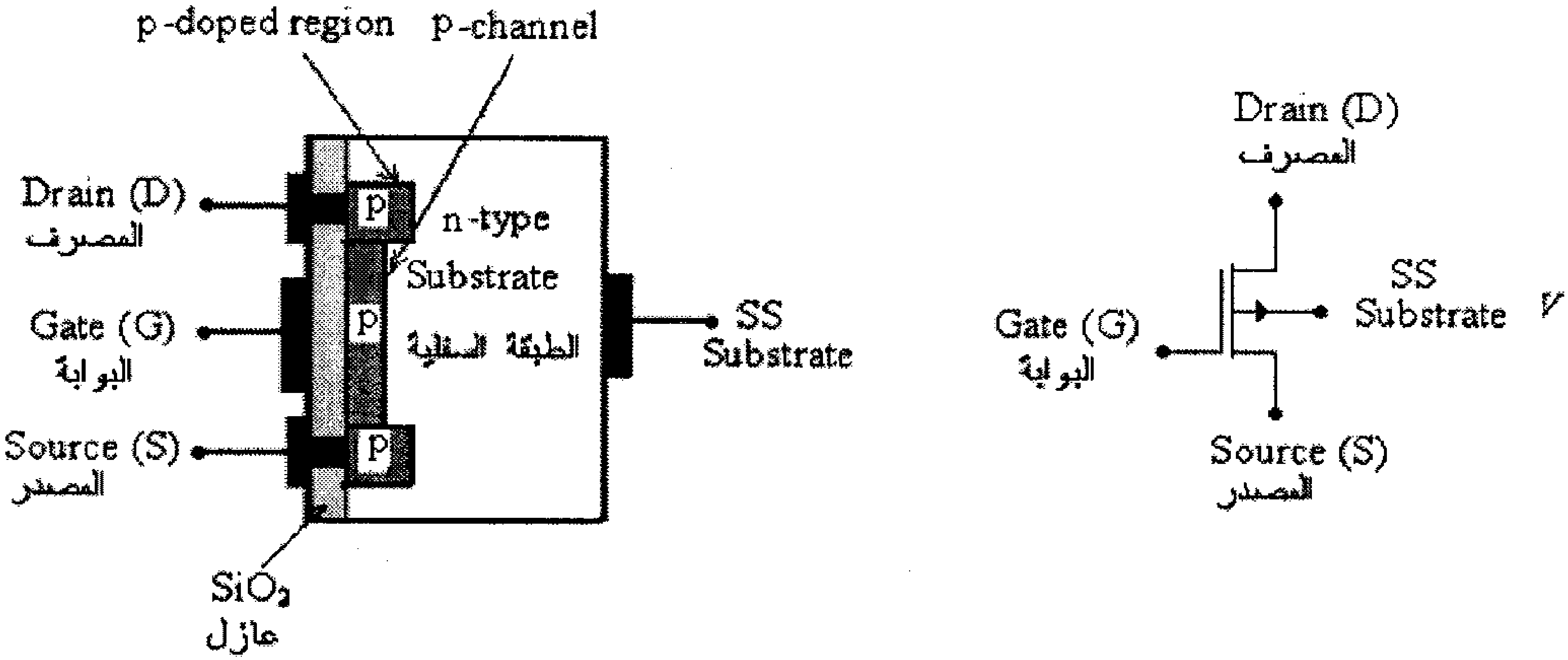
مما سبق يمكن إستنتاج ما يلي:

- يمكن تغيير قيمة تيار المصرف I_D لهذا الترانزيستور بتغيير قيمة الفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS}.
- عندما تكون قيمة الفولطية V_{GS} تساوي صفراً يكون تيار المصرف يساوي قيمة I_{DSS}.
- عندما تكون قيمة الفولطية V_{GS}،وللترانزيستور من نوع القناة السالبة، سالبةً ينقص تركيز ناقلات التيار في القناة (وبالتالي تقل قيمة تيار المصرف I_D).
- كلما إزدادت قيمة V_{GS}، وبالإتجاه السالب، كلما قل تيار المصرف I_D.
- عندما تصبح قيمة الفولطية V_{GS} مساوية للقيمة V_P يتوقف تيار المصرف I_D المار في الترانزيستور، أي يصبح $I_D = 0$، ويصبح الترانزيستور في وضع off.
- عندما تكون قيمة الفولطية V_{GS} موجبة يزداد تركيز ناقلات التيار في القناة السالبة وتزداد قيمة تيار المصرف I_D عن القيمة I_{DSS}.
- كلما إزدادت قيمة V_{GS}، وبالإتجاه الموجب، كلما إزدادت قيمة تيار المصرف I_D.

ما تم شرحه سابقاً يتعلق بترانزيستور depletion-type MOSFET بقناة سالبة (n-channe)، أما ما يتعلق بتركيب ترانزيستور depletion-type MOSFET بقناة موجبة (p-channel)

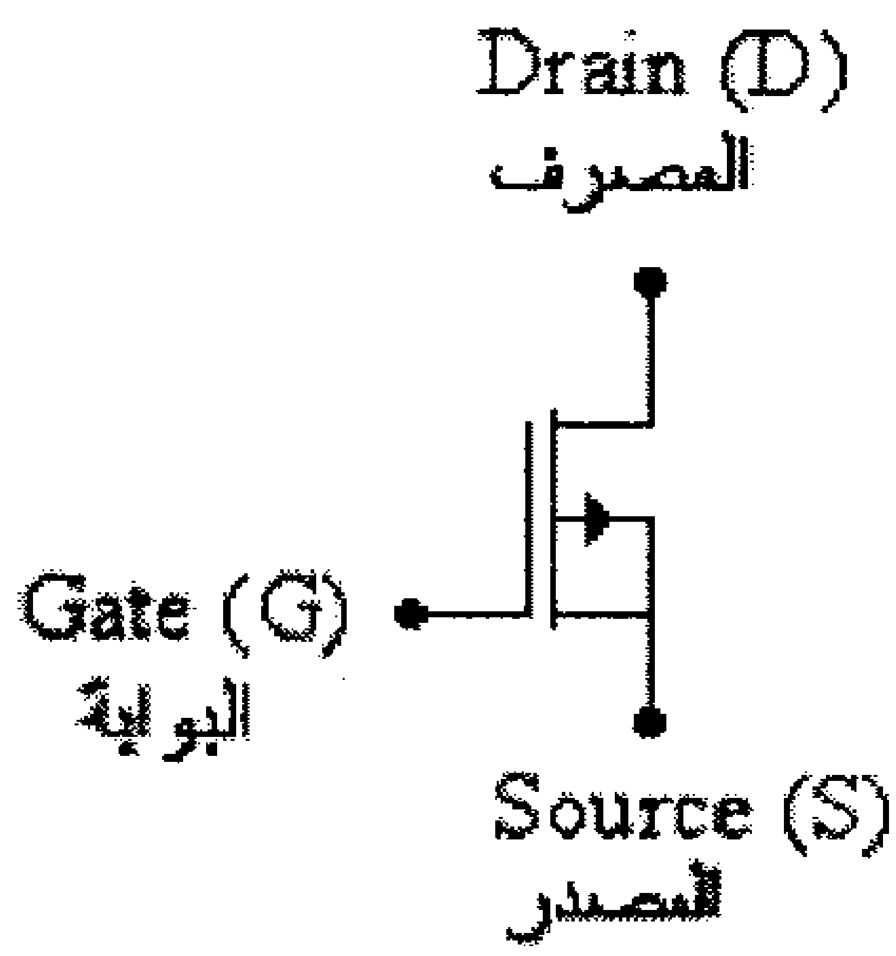
فهو يتكون من بلورة مادة سالبة (n-type material) تشكل الطبقة السفلية (substrate) فيها حيزان من مادة موجبة (p-type material) تربط بينهما قناة من مادة موجبة أيضاً. توجد طبقة رقيقة من مادة عازلة (ثاني أُكسيد السيليكون، SiO_2) لتعزل كهربائياً بين البوابة (Gate) وباقي أجزاء الترانزيستور.

الشكل التالي يبين رمز وتركيب ترانزيستور من النوع depletion-type MOSFET بقناة موجبة (p-channel).



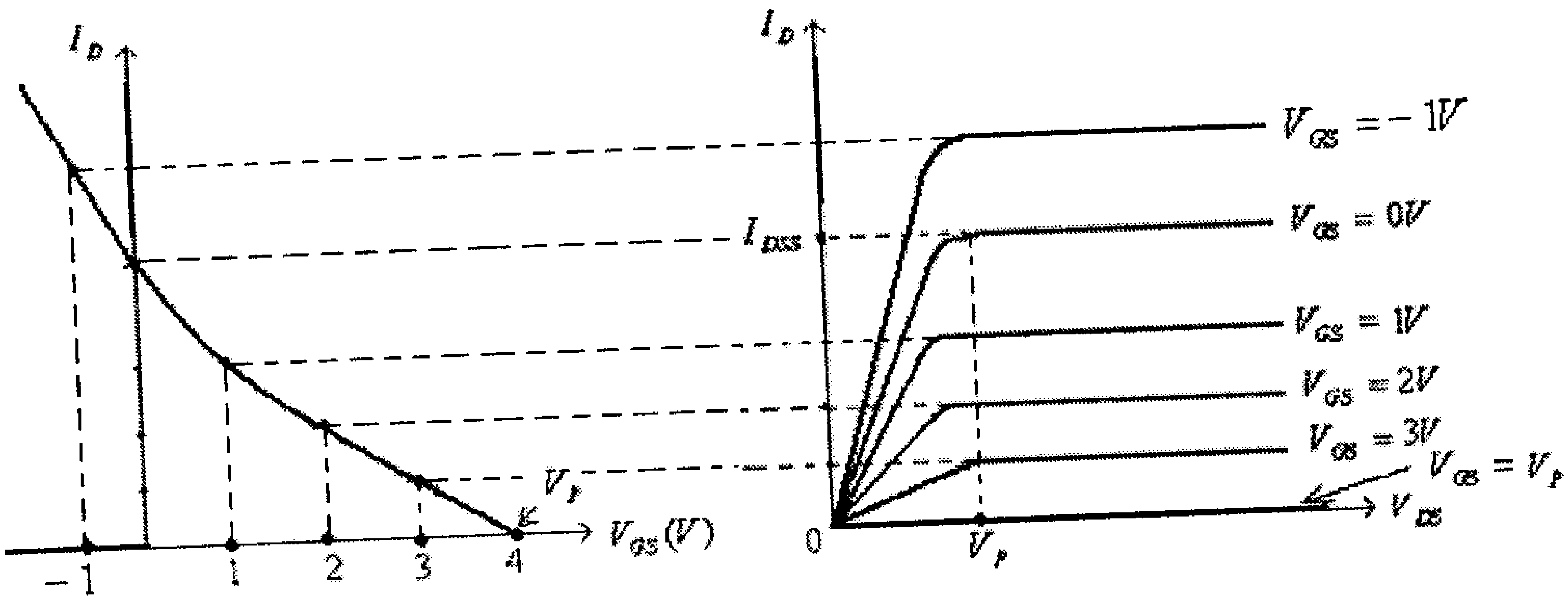
شكل (14)

وكما في حالة الترانزيستورات بقناة سالبة ففي بعض ترانزيستورات القناة الموجبة تكون الطبقة السفلية (substrate) موصولة داخلياً مع طرف المصدر للترانزيستور ليظهر الترانزيستور في هذه الحالة بثلاثة أطراف فقط، في هذه الحالة فإن رمز هذا الترانزيستور يصبح كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (15)

أما فيما يتعلق بمبدأ عمل وخواص ترانزيستورات القناة الموجبة فهي تشبه تلك لترانزيستورات القناة السالبة بعد عكس إتجاه الفولطيات المطبقة بين أطراف الترانزيستور والتيار المار فيه. الشكل التالي يبين خاصية ترانزيستور بقناة موجبة.



شكل (16)

ومما يجب ذكره أن معادلة Shockley والتي إستخدمت لوصف العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS} في ترانزيستور ال JFET، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

يمكن تطبيقها أيضاً للترانزيستور من النوع depletion-type MOSFET.

مثال (6): إذا علمت أن $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -6$ ، لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel depletion-type MOSFET)، أوجد قيمة I_D لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V$، $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$، $V_{GS} = V_P$، و $V_{GS} = 1V$

الحل: من معادلة :Shockley، عند $V_{GS} = 0V$، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = I_{DSS} = 10mA$$

- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{1}{2}\right)^2 = \frac{1}{4} I_{DSS} = 2.5mA$$

- عند $V_{GS} = V_P$، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_P}{V_P}\right)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = 1V$، فإن :

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1-\frac{1}{-6}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1+\frac{1}{6}\right)^2 = 13.6x10^{-3} = 13.6mA$$

مثال (7): إذا علمـــت أن $I_{DSS} = 8mA$ و $V_P = -4$ ، لأحـــد الترانزيستورات من النـــوع (n-channel depletion-type MOSFET)، أوجد قيمة V_{GS} لجعل التيار I_D في هذا الترانزيستور تساوي $I_D = 0A$ ، $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ، $I_D = I_{DSS}$ و $I_D = 2I_{DSS}$.

الحل: من معادلة :Shockley

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

ومنها، عند $I_D = 0$، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = V_P = -4V$$

- عند $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{1}{2}}\right) = 0.293V_P \approx 0.3 = -1.2V$$

- عند $I_D = I_{DSS}$ ، فإن:

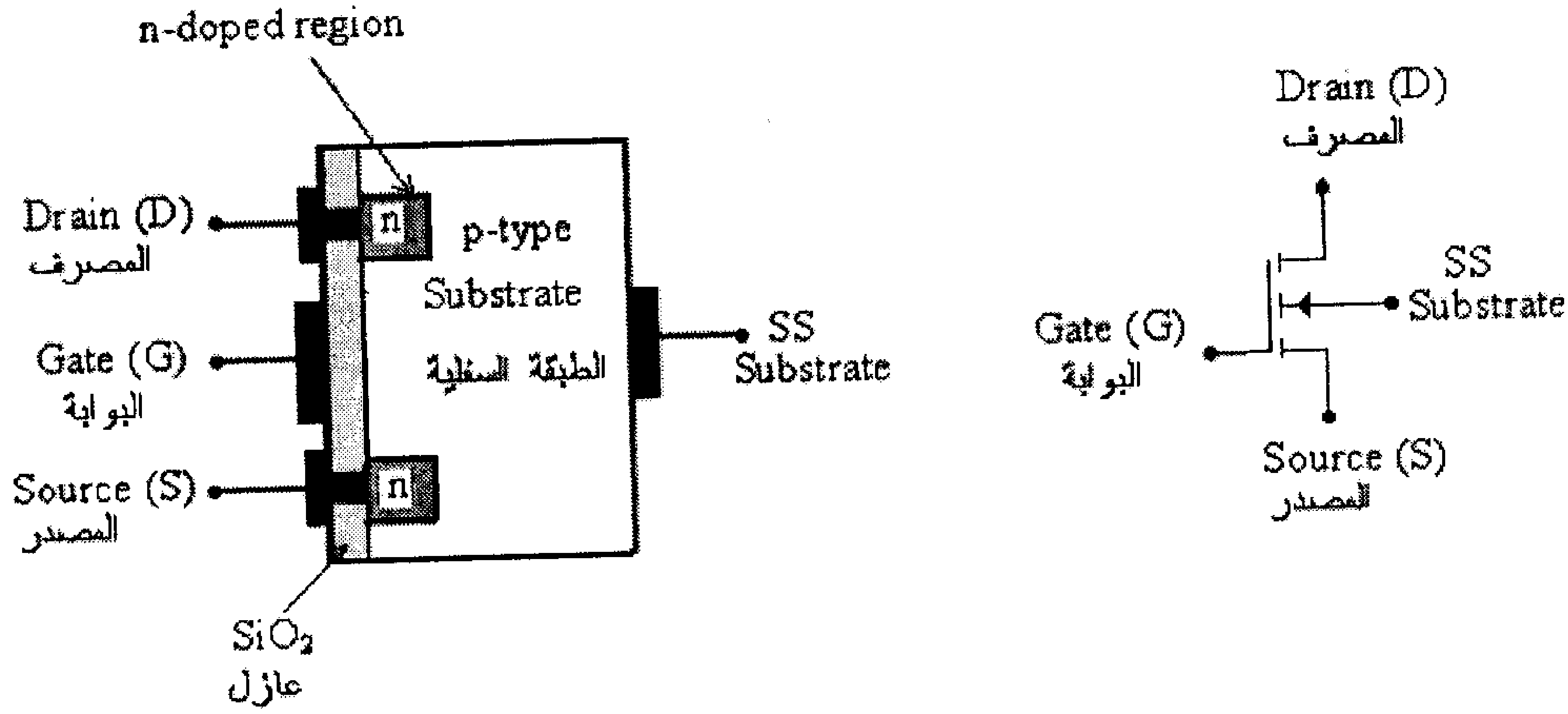
$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = 0V$$

- عند $I_D = 2I_{DSS}$ ، فإن:

$$V_{GS} = V_P.\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -4.\left(1-\sqrt{2}\right) = 1.66V$$

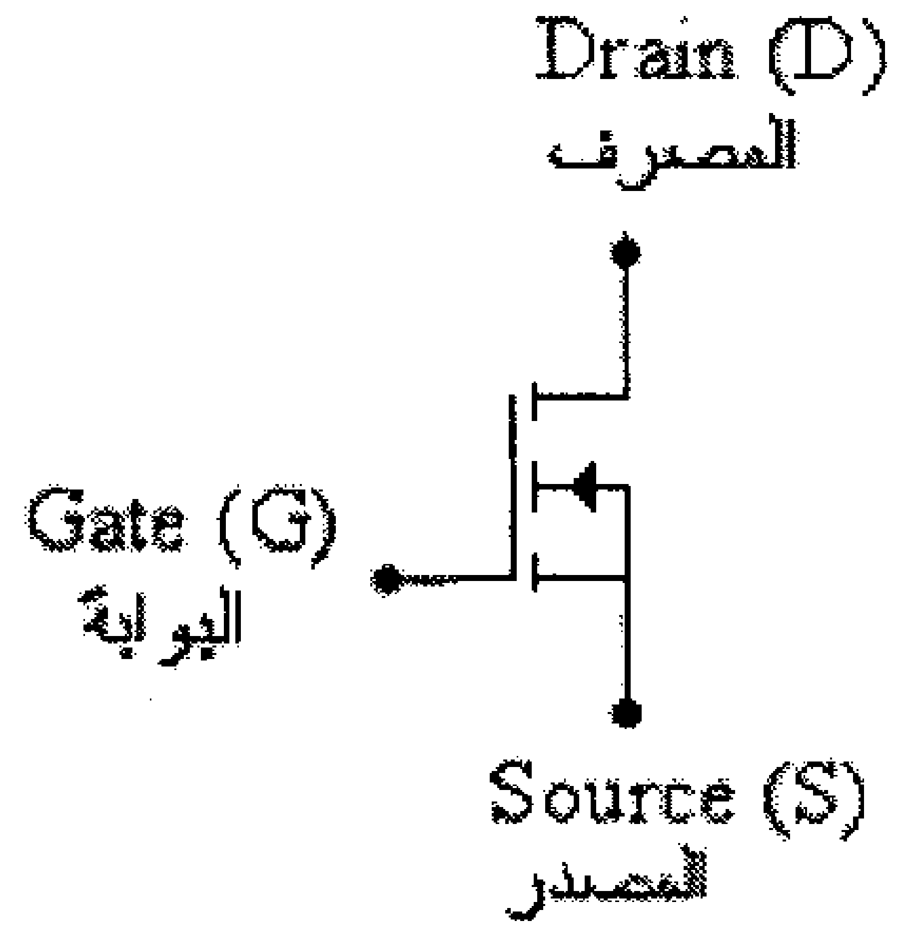
5.5 ترانزيستورات تأثير المجال معدن-أكسيد-شبه موصل من النوع التعزيزي (Enhancement-Type Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors)

لا يختلف تركيب هذا النوع من الترانزيستورات عن تركيب الترانزيستورات من النوع الإستنزافي (depletion-type MOSFET) سوى بعدم وجود القناة الواصلة بين المصرف (D) والمصدر (S). الشكل التالي يبين رمز وتركيب ترانزيستور من النوع (enhancement-type MOSFET) بقناة سالبة.



شكل (17)

وكما في حالة الترانزيستورات من النوع (depletion-type MOSFET) ففي بعض أنواع ترانزيستورات (enhancement-type MOSFET) تكون الطبقة السفلية (substrate) موصولة مع المصدر (S)، في هذه الحالة يكون لهذا الترانزيستور ثلاثة أطراف فقط وكما هو مبين في الشكل التالي.

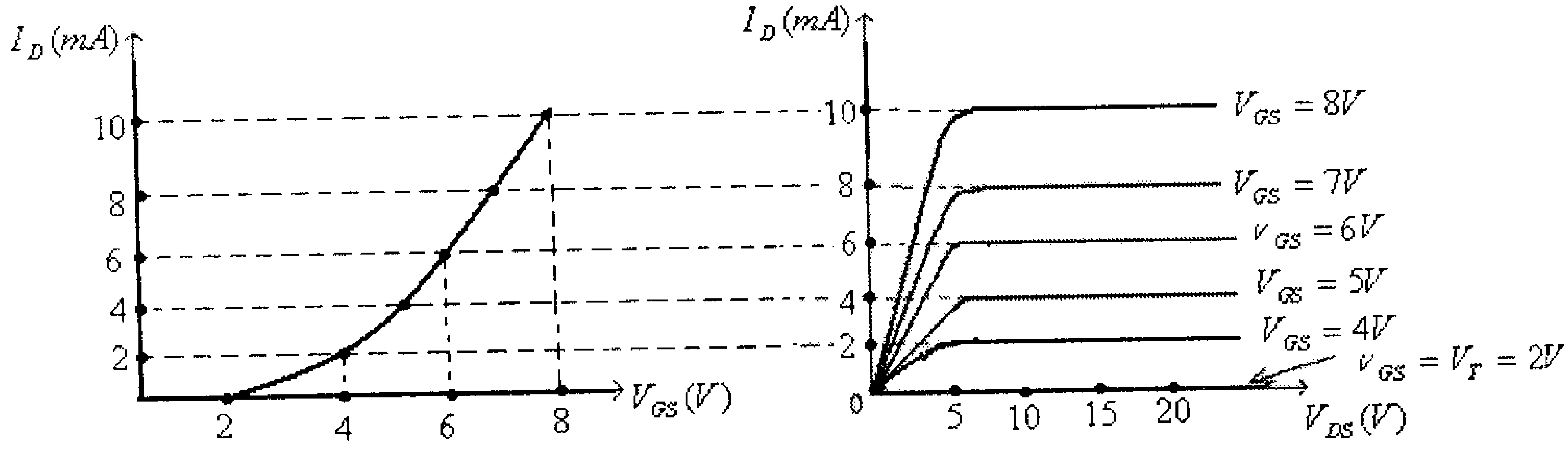


شكل (18)

وكما هو واضح من تركيب هذا الترانزيستور، ولعدم وجود قناة توصيل بين المصرف (D) والمصدر (S)، فعندما يكون فرق الجهد بين البوابة (G) والمصدر (S) يساوي صفراً ($V_{GS} = 0$) فلن يمر تيار بين المصرف والمصدر، أي تكون قيمة التيار I_D تساوي صفراً.

وعند تطبيق فولطية موجبة بين البوابة (G) والمصدر (S) يبدأ جذب الالكترونات من الطبقة السفلية (substrate) الى المنطقة الموجودة بين المصرف والمصدر، وكلما زاد مقدار الفولطية الموجبة بين البوابة والمصدر إزداد تركيز الالكترونات في المنطقة الموجودة بين المصرف والمصدر. وعند بلوغ الفولطية الموجبة بين البوابة والمصدر قيمة معينة تسمى فولطية العتبة (threshold voltage)، ويرمز لها عادةً بـــ V_T أو $V_{GS(Th)}$، يصبح تركيز الالكترونات في المنطقة الموجودة بين المصرف والمصدر كافياً لتشكيل قناة مُوصِلة بين المصرف والمصدر ويبدأ تيار المصرف (I_D) بالسريان، وكلما زاد مقدار الفولطية الموجبة بين البوابة والمصدر إزداد تركيز الالكترونات في القناة الموصلة بين المصرف والمصدر وإزدادت قيمة تيار المصرف حتى الوصول الى مستوى الإشباع (saturation level).

الشكل التالي يبين العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين المصرف والمصدر V_{DS} عند قيم مختلفة للفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS} وكذلك العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS}، لترانزيستور من النوع (enhancement-type MOSFET) بقناة سالبة.



شكل (19)

ومما يجب ذكره أن العلاقة بين I_D و V_{DS} عند قيم مختلفة للفولطية V_{GS} تسمى عادةً (drain characteristic) والعلاقة بين I_D و V_{GS} تسمى عادةً (transfer characteristic). ويمكن وصف العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS} (characteristic transfer)، عند $V_{GS} > V_T$، بالصيغة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

ويمكن إيجاد قيمة المعامل k من الـ (drain characteristic) للترانزيستور، وكما في المثال التالي.

مثال (8): للترانزيستور من النوع (enhancement-type MOSFET)، والمبينة خاصيته في الشكل السابق، أوجد قيمة كل من المعامل k والفولطية V_T.

الحل: من الشكل (drain characteristic)، نجد أن قيمة V_T، والتي تكون عندها قيمة I_D تساوي صفراً، هي:

$$V_T = 2V$$

من المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

من خاصية الترانزيستور نجد أنه عند $V_{GS} = 8V$ ، فإن $I_D = 10mA$. بتعويض هذه القيم في المعادلة السابقة، نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{10x10^{-3}}{(8-2)^2} = 2.78x10^{-4}\ A/V^2$$

مثال (9): للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $k = 3x10^{-4}\ A/V^2$ وأن $V_T = 3V$، أوجد قيمة I_D عند القيم التالية للفولطية بين البوابة والمصدر $V_{GS} = 2V,\quad 4V,\quad 5V,\quad 6V$

الحل:

- عند $V_{GS} = 2V$ فإن $I_D = 0$، لأن $V_{GS} < V_T$.
- عند $V_{GS} = 4V$ فإن:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = (3x10^{-4})(4-3)^2 = 3x10^{-4}A = 0.3mA$$

- عند $V_{GS} = 5V$ فإن:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = (3x10^{-4})(5-3)^2 = 12x10^{-4}A = 1.2mA$$

- عند $V_{GS} = 6V$ فإن:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = (3x10^{-4})(6-3)^2 = 27x10^{-4}A = 2.7mA$$

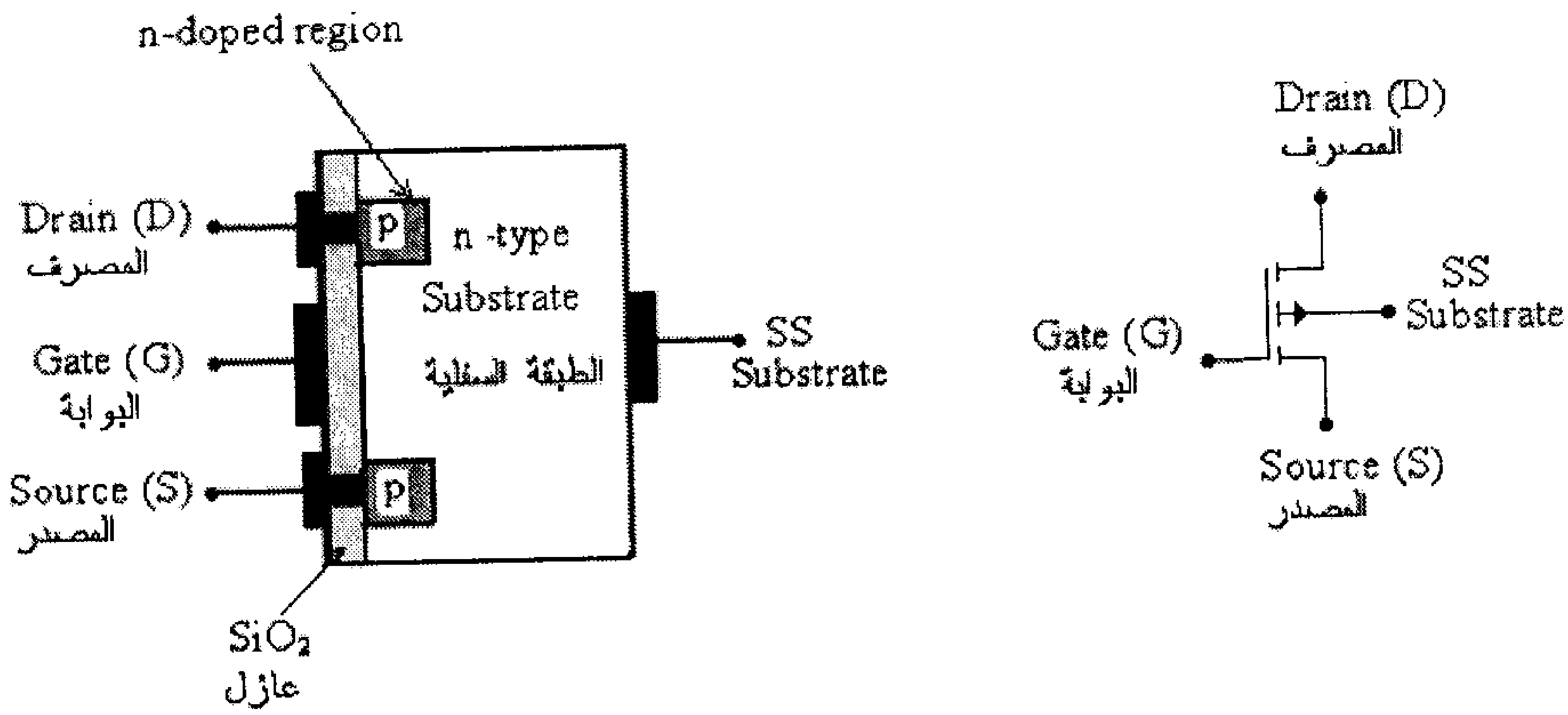
مما سبق يمكن إستنتاج ما يلي:

- يمكن تغيير قيمة تيار المصرف I_D لهذا الترانزيستور بتغيير قيمة الفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS}.
- عندما تكون قيمة الفولطية V_{GS} أقل من أو يساوي الفولطية V_T يكون تيار المصرف I_D يساوي صفراً، ويكون الترانزيستور في وضع off.
- عندما تكون قيمة الفولطية V_{GS} أكبر من من الفولطية V_T، يمكن تحديد قيمة تيار المصرف من العلاقة $I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$.

ما تم شـرحه سـابقاً يتعـلق بترانزيستور enhancement-type MOSFET بقنـاة سالبة (n-channel)، أما ما يتعلق بتركيب ترانزيستور enhancement-type MOSFET بقناة

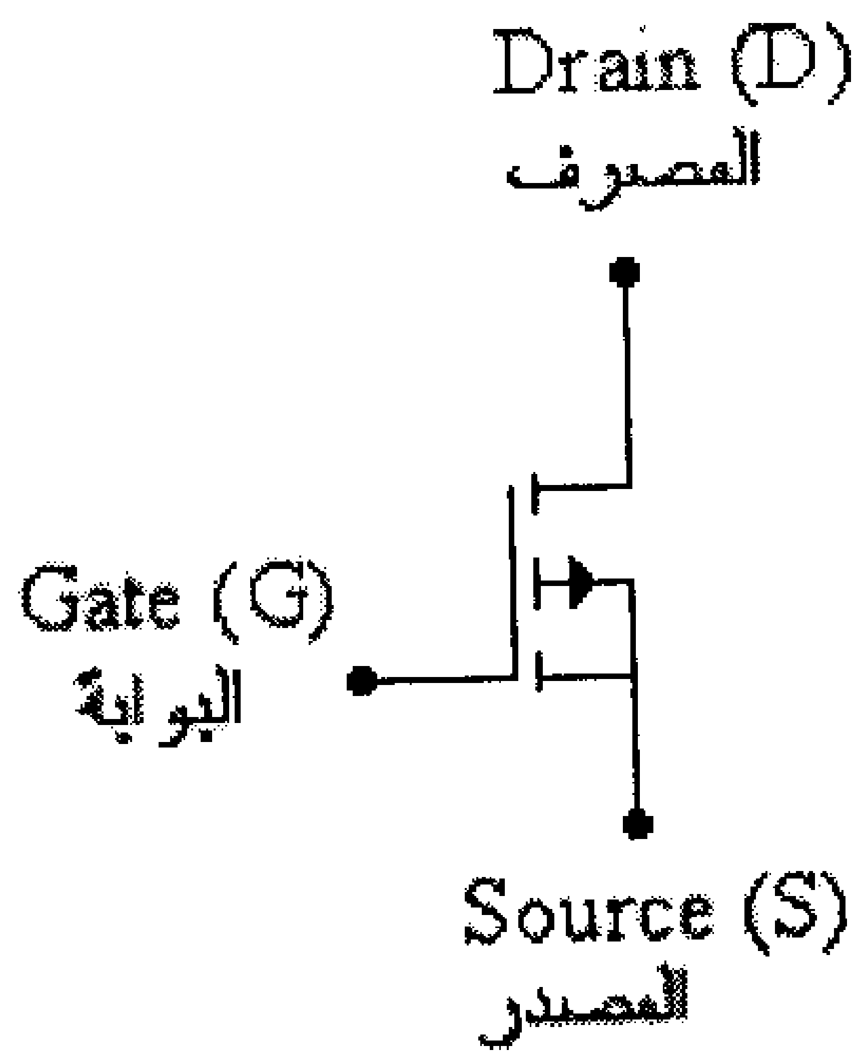
موجبة (p-channel) فهو يتكون من بلورة مادة سالبة (n-type material) تتشكل الطبقة السفلية (substrate) فيها حيزان من مادة موجبة (p-type material).

الشكل التالي يبين رمز وتركيب ترانزيستور من النوع enhancement-type MOSFET بقناة موجبة (p-channel).



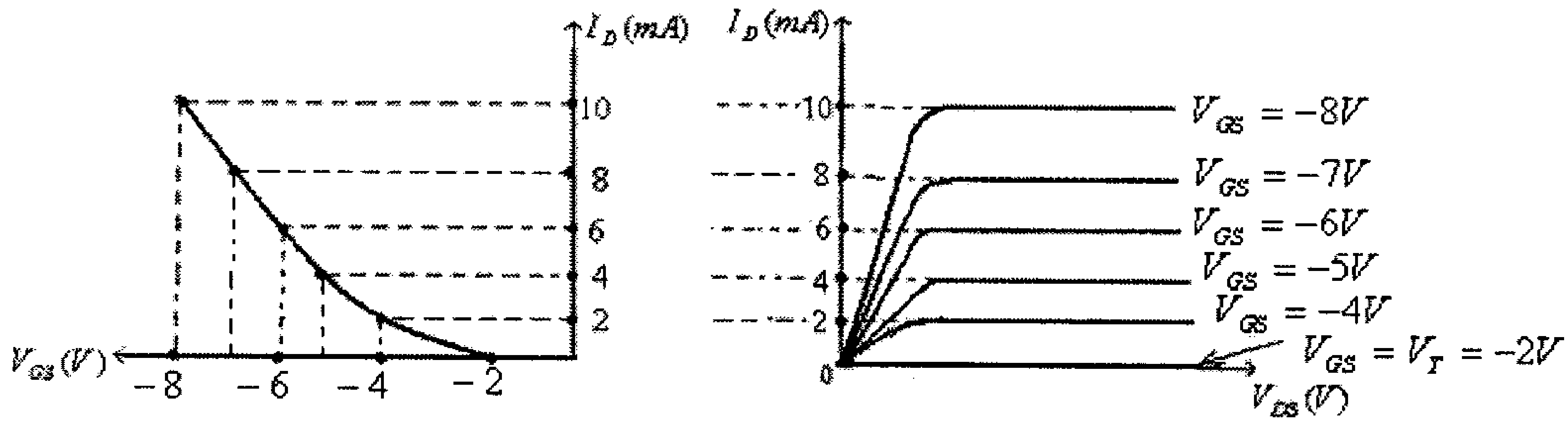
شكل (20)

وعند كون الطبقة السفلى (substrate) موصولة مع المصدر (S)، يكون لهذا الترانزيستور ثلاثة أطراف فقط وكما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (21)

وخاصية الترانزيستور من النوع enhancement-type MOSFET بقناة موجبة (p-channel) مبينة في الشكل التالي.



شكل (22)

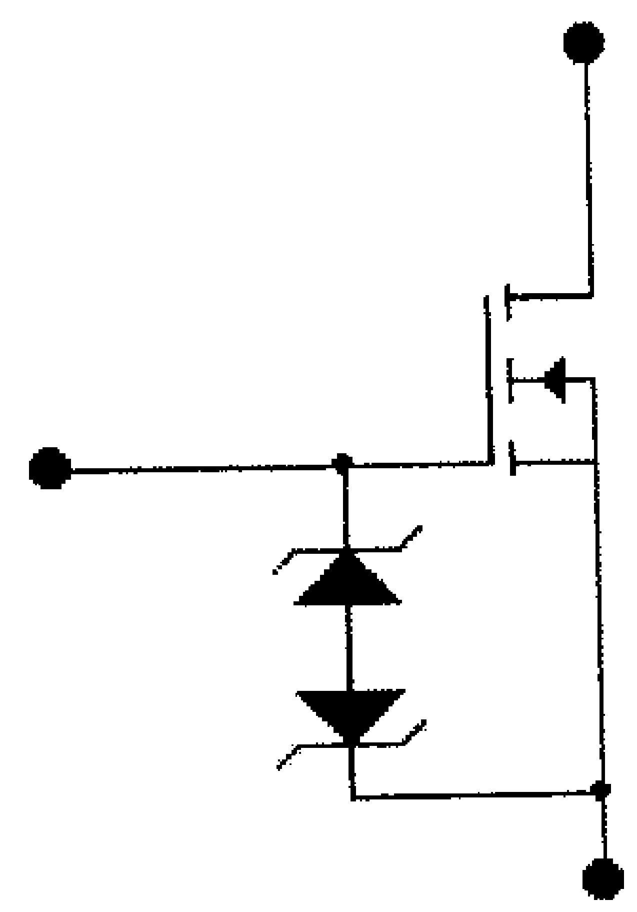
5.6 تأثير الكهرباء الساكنة على ترانزيستورات الـ MOSFET

نظراً لأن طبقة العازل SiO_2، التي تفصل البوابة (G) عن باقي أجزاء ترانزيستور الـ MOSFET، رقيقة جداً، فإن أي جهد كهربائي ناتج عن تراكم شحنات كهربائية ساكنة على أجسامنا قد يؤدي الى أنهيار هذه الطبقة العازلة عند لمس أطراف ترانزيستور الـ MOSFET وبالتالي يؤدي الى تعطله.

لذا ولتفادي ذلك فإنه ينصح دائماً بما يلي:

- إجعل أطراف الترانزيستور متصلة مع بعضها وذلك بتوصيلها مع مادة موصلة (conductive foil) عند تخزين الترانزيستور.
- قبل تركيب ترانزيستور الـ MOSFET في الدائرة أُلمس أي جسم معدني موصول بالأرض لتفرغ أي شحنات كهربائية قد تكون موجودة على جسمك.
- عند حمل ترانزيستور الـ MOSFET، حاول عدم لمس أطراف الترانزيستور.
- تفادى فك وتركيب ترانزيستور الـ MOSFET في الدائرة الالكترونية عندما يكون مصدر التغذية موصول بهذه الدائرة.

ومما يجب ذكره في هذا السياق أن في بعض ترانزيستورات الـ MOSFET يوجد هناك ثنائيي زنر موصولين بين البوابة (G) والمصدر (S) وكما هو مبين في الشكل التالي. وهذان الديودان يعملان كمحدد (limiter) لمنع الفولطية بين البوابة (G) والمصدر (S) من تجاوز قيمة معينة.

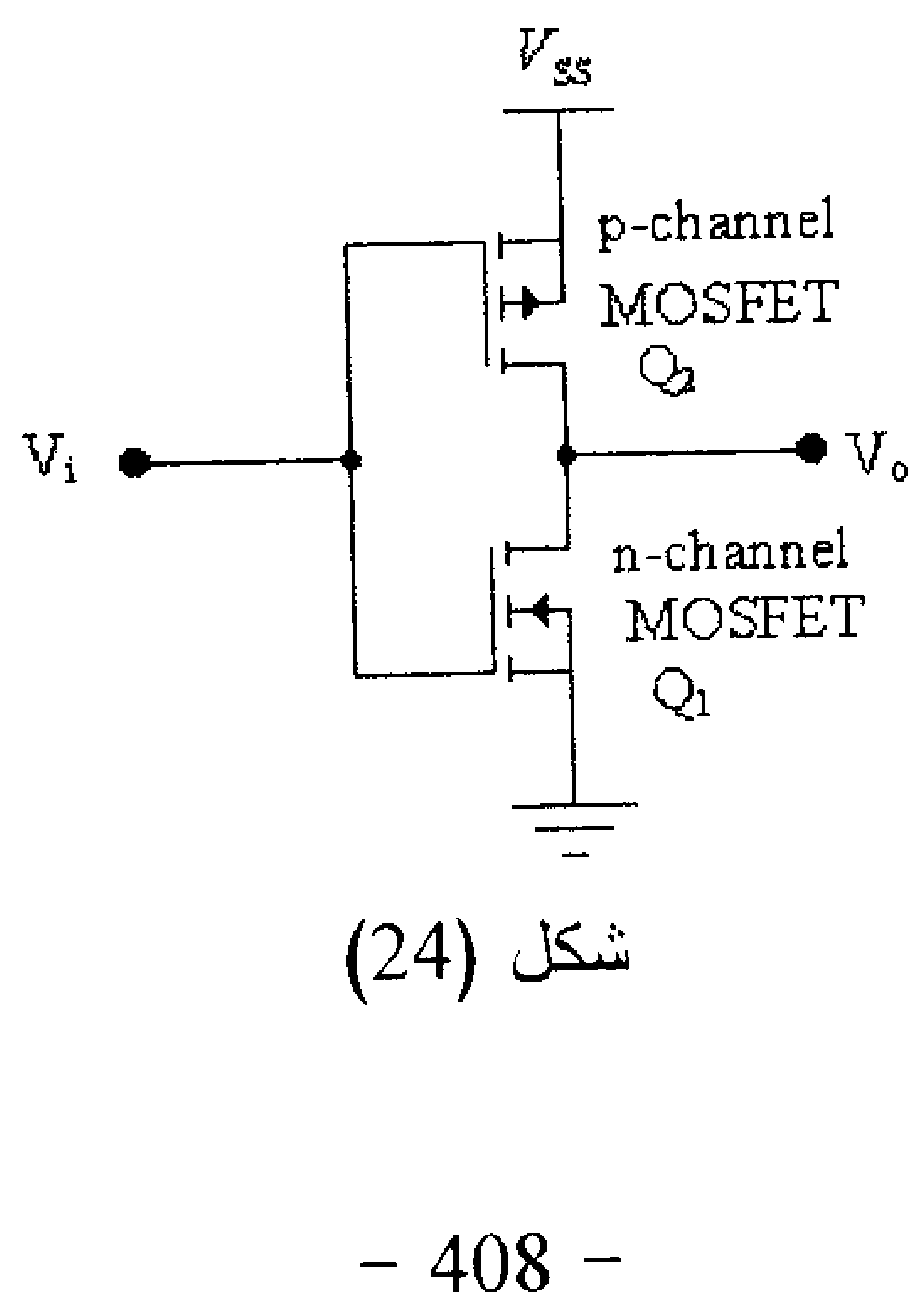


شكل (23)

5.7 تركيبة الـ CMOS
(Complementary MOSFET Configuration)

تُستخدم هذه التركيبة كثيراً لبناء الدوائر المنطقية (logic circuits) أو المعالجات (microprocessors) لما تمتاز به من إنخفاض القدرة الكهربائية المستهلكة منها وسرعتها العالية، وهي تتكون من ترانزيستورين أحدهما بقناة موجبة (p-channel) والأخر بقناة سالبة (n-channel) مصنوعان على نفس الطبقة السفلية (substrate). ولكون الترانزيستورين الذين يكونان هذه التركيبة بقناتين مختلفتين لذا يطلق على هذه التركيبة لفظ complementary والتي تعني بالعربية "متممة".

وكمثال على إستخدام هذه التركيبة في بناء الدوائر المنطقية، فإن الشكل التالي يبين دائرة عاكس منطقي (inverter) مبني بإستخدام ترانزيستورين أحدهما بقناة موجبة (p-channel) والأخر بقناة سالبة (n-channel).

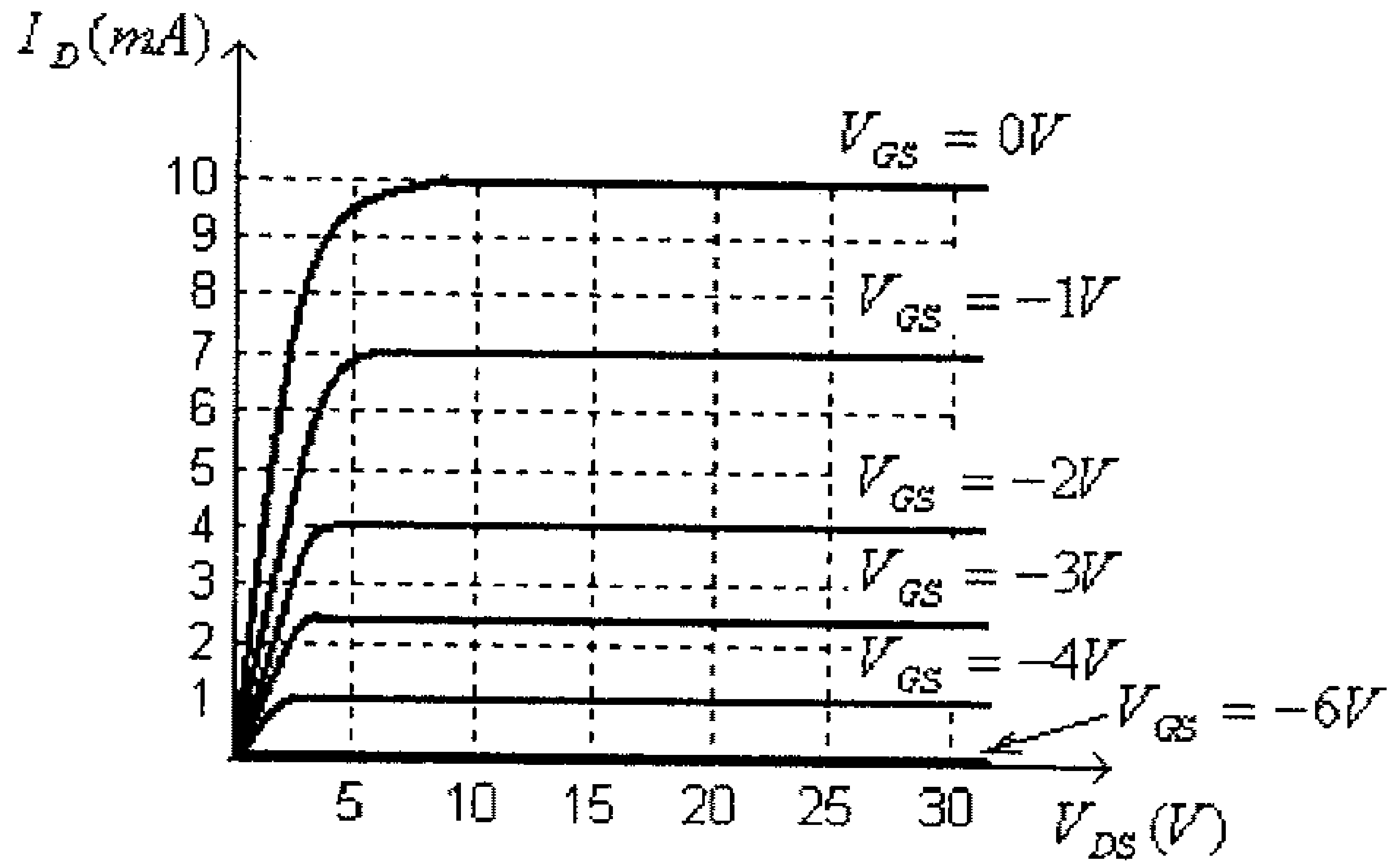


شكل (24)

في هذه الدائرة فعند كون جهد المدخل عالياً (أعلى من قيمة V_T) للترانزيستور فإن الترانزيستور Q_1 يكون في وضع on بينما الترانزيستور Q_2 يكون في وضع off، لذا يصبح جهد المخرج V_O منخفضاً. وعند كون جهد المدخل منخفضاً (أقل من قيمة V_T) للترانزيستور فإن الترانزيستور Q_1 يكون في وضع off بينما الترانزيستور Q_2 يكون في وضع on، لذا يصبح جهد المخرج V_O عالياً وقريباً من القيمة V_{SS}.

5.8 أمثلة محلولة

مثال (1): الشكل التالي يبين الـ (drain characteristic) لترانزيستور JFET.



شكل (25)

أ) ما قيمة كل من I_{DSS} و V_P لهذا الترانزيستور.

ب) هل هذا الترانزيستور بقناة سالبة (n-channel) أو بقناة موجبة (p-channel).

ج) ما هي قيمة I_D عند $V_{GS}=-1V$ و $V_{DS}=15V$.

د) ما هي قيمة V_{DS} عند $V_{GS}=0V$ و $I_D=7mA$.

هـ) ما هي قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS}=0V$ و $0mA \le I_D \le 8mA$.

و) أوجد قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS}=-1V$ و $0mA \le I_D \le 6mA$

ز) أوجد قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS}=-1V$ و $V_{DS}=15V$

ح) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور.

الحل:

أ) قيمة V_P هي تلك التي يكون عندها $I_D = 0A$، من الشكل $V_P = -6V$.
قيمة I_{DSS} تحدد من الجزء المستقيم من منحنى I_D عند $V_{GS} = 0V$، من الشكل $I_{DSS} = 10mA$.

ب) هذا الترانزيستور بقناة سالبة (n-channel)، لأن V_P له سالبة القيمة.

ج) من الشكل، قيمة I_D عند $V_{GS} = -1V$ و $V_{DS} = 15V$، هي $I_D = 7mA$.

د) من الشكل، قيمة V_{DS} عند $V_{GS} = 0V$ و $I_D = 7mA$، هي $V_{DS} = 2.5V$.

هـ) المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V$ و $0mA \le I_D \le 8mA$ يمكن إيجادها من منحنى I_D عند $V_{GS} = 0V$ بتحديد قيمة V_{DS} عند أي قيمة للتيار I_D محصورة بين $0mA \le I_D \le 8mA$، فمن الفرع (د)، فإن $V_{DS} = 2.5V$ عند $I_D = 7mA$ و $V_{GS} = 0V$، وبالتالي فإن المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور هي:

$$r_O = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{2.5}{7x10^{-3}} = 357\Omega$$

و) قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = -1V$ و $0mA \le I_D \le 6mA$، يمكن إيجادها كما في الفرع السابق، فمن منحنى I_D عند $V_{GS} = -1V$، وعند $I_D = 5mA$، نجد $V_{DS} \approx 2.5V$، وبالتالي فإن:

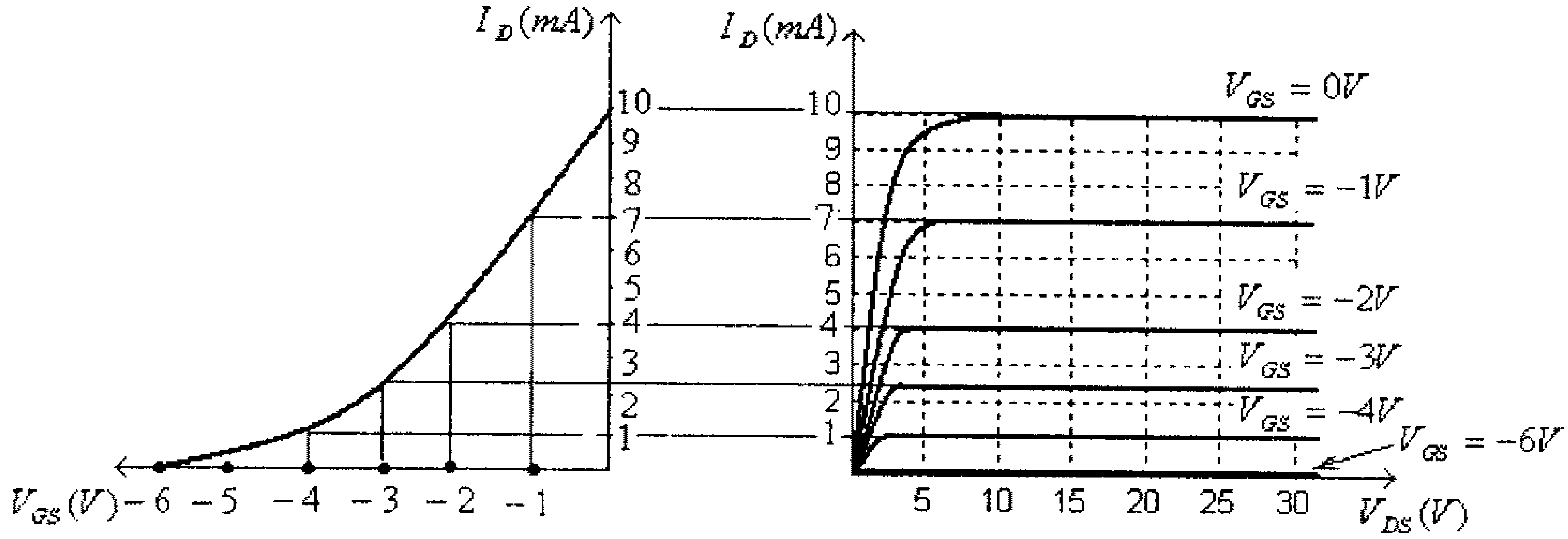
$$r_d = \frac{V_{DS}}{I_D} \approx \frac{2.5}{5x10^{-3}} \approx 500\Omega$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة مقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = -1V$، من المعادلة:

$$r_d = \frac{r_O}{(1 - \frac{V_{GS}}{V_P})^2} = \frac{357}{(1 - \frac{-1}{-6})^2} = 514\Omega$$

ز) قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = -1V$ و $V_{DS} = 15V$ تساوي مالانهاية لأن الترانزيستور عند هذه النقطة يكافيء مصدر تيار.

ح) خاصية النقــل (transfer characteristic) لهذا الترانزيســتور يمكــن رسمها من الــ drain characteristic كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (26)

مثال (2): لترانزيستور (n-channel JFET)، إذا كان $I_D = 2mA$ عند $V_{GS} = -4V$، أوجد قيمة التيار I_{DSS} لهذا الترانزيستور، إذا علمت أن قيمة V_P لهذا الترانزيستور هي $V_P = -8V$.

الحل:

من معادلة :Shockley

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DSS} = \frac{I_D}{\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2} = \frac{2x10^{-3}}{\left(1-\frac{-4}{-8}\right)^2} = 8x10^{-3}A = 8mA$$

مثال (3): لترانزيستور (n-channel JFET)، إذا كان $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -4V$:

أ) أوجد قيمة التيار I_D عند $V_{GS} = 0V, -2V, \quad -4V, \quad -5V$.

ب) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور.

الحل:

أ) من معادلة :Shockley

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

- عند $V_{GS} = 0V$، فإن:

$$I_D = 10x10^{-3}\left(1-\frac{0}{-4}\right)^2 = 10x10^{-3}\,A = 10mA$$

- عند $V_{GS} = -2V$، فإن:

$$I_D = 10x10^{-3}\left(1-\frac{-2}{-4}\right)^2 = 2.5x10^{-3}\,A = 2.5mA$$

- عند $V_{GS} = -4V$، فإن:

$$I_D = 10x10^{-3}\left(1-\frac{-4}{-4}\right)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = -5V$، فإن:

$$I_D = 0mA$$

لأن $V_{GS} < V_P$

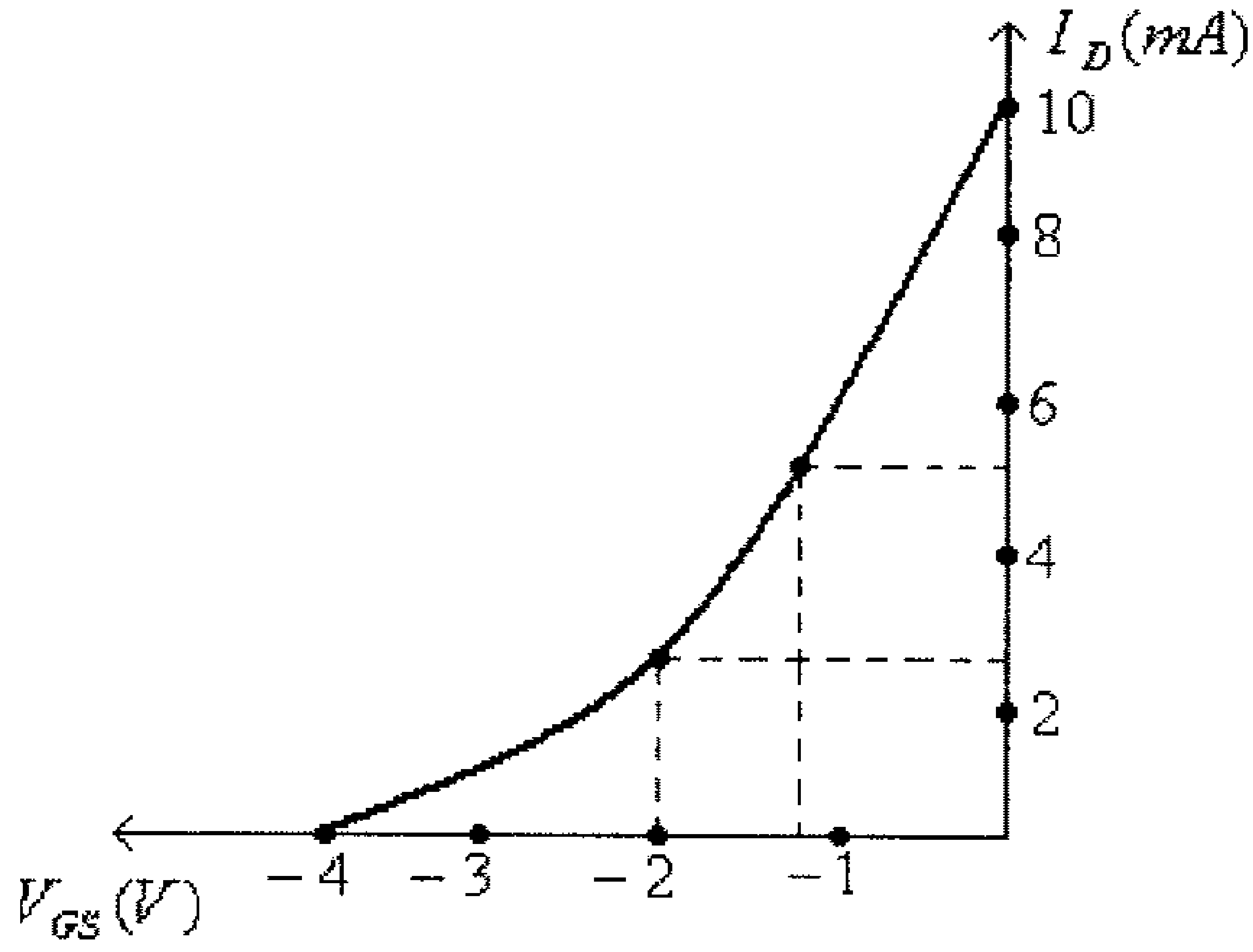
ب) يمكن رسم خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور بإستخدام القيم التي تم إيجادها في الفرع (أ) من هذا المثال، وللرسم بدقة أعلى يمكن أيضاً إيجاد قيمة V_{GS} التي عندها $I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 5mA$، لتجد أن قيمة V_{GS} اللازمة لإمرار هذه القيمة من I_D هي:

$$V_{GS} = V_P\cdot\left(1-\sqrt{\frac{1}{2}}\right) \approx 0.3V_P = -1.2V$$

أي أن النقاط التي نستطيع منها رسم خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي كما في الجدول التالي:

$V_{GS}(V)$	0	-1.2	-2	-4
$I_D(mA)$	10	5	2.5	0

وتكون خاصية النقل كما هو مبين في الشكل التالي:



شكل (27)

مثال (4): أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) لترانزيستور من النوع (p-channel JFET)، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 12mA$ و $V_P = 4V$

الحل:

أ) من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

- عند $V_{GS} = 0V$، فإن:

$$I_D = 12x10^{-3}\left(1 - \frac{0}{4}\right)^2 = 12x10^{-3}\,A = 12mA$$

- عند $V_{GS} = \frac{V_P}{2} = 2V$، فإن:

$$I_D = 12x10^{-3}\left(1 - \frac{2}{4}\right)^2 = 3x10^{-3}\,A = 3mA$$

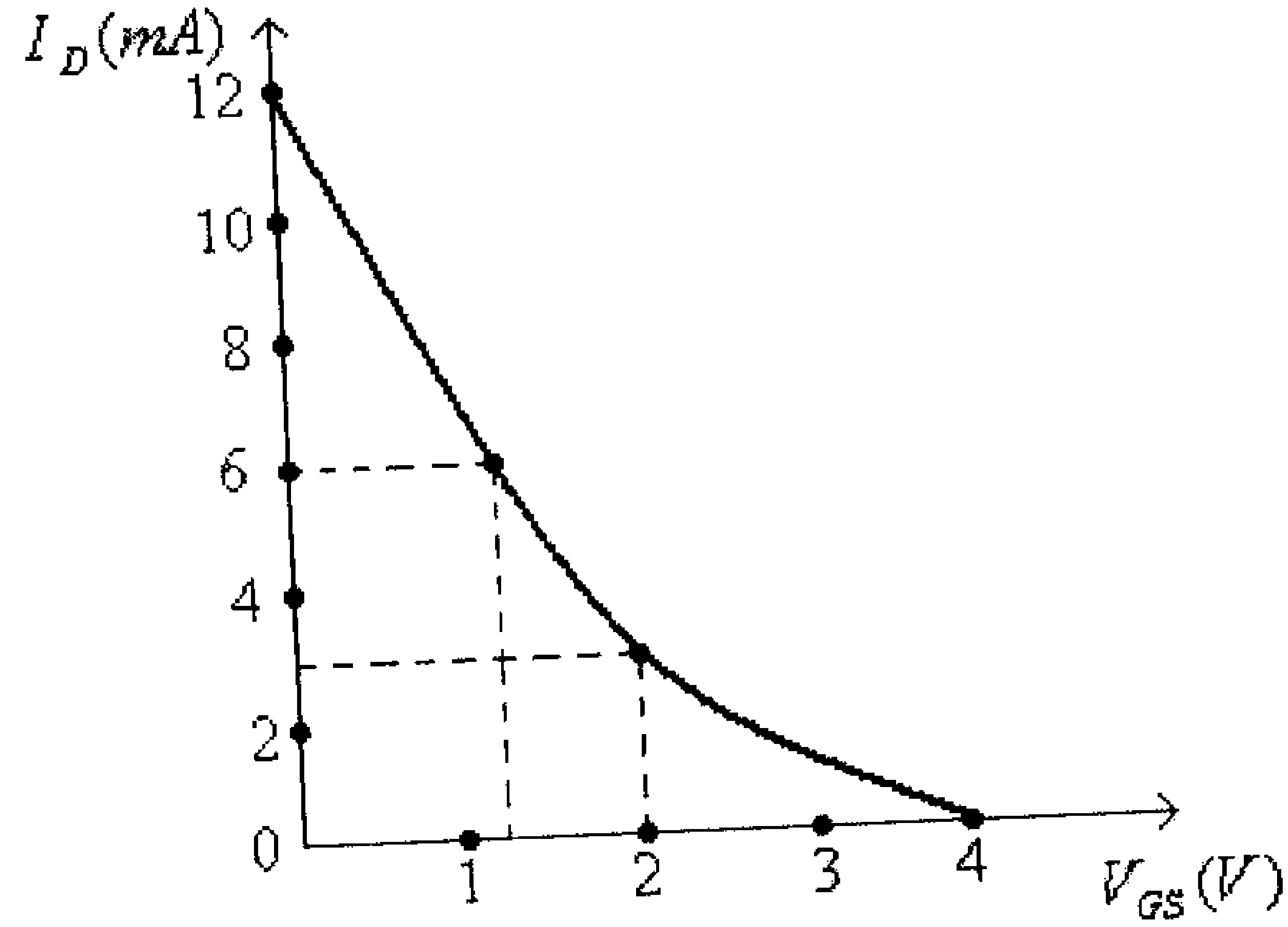
- عند $V_{GS} \approx 0.3V_P = 1.2V$، فإن:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{2} = 6mA$$

- عند $V_{GS} = V_P = 4V$، فإن:

$$I_D = 0A$$

ويمكن من هذه النقاط رسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (28)

مثال (5): لترانزيستور (n-channel JFET)، أوجد قيمة كل من I_{DSS} و V_P، إذا علمت أن $I_D = 9mA$ عند $V_{GS} = -1V$ وأن $I_D = 1mA$ عند $V_{GS} = -3V$.

الحل:

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

منها:

$$9x10^{-3} = I_{DSS}\left(1 - \frac{-1}{V_P}\right)^2 = I_{DSS}\left(1 + \frac{1}{V_P}\right)^2$$

وكذلك:

$$1x10^{-3} = I_{DSS}\left(1 + \frac{3}{V_P}\right)^2$$

وبحل هاتين المعادلتين نجد قيمة كل من I_{DSS} و V_P. فبفرض أن $x = \frac{1}{V_P}$ تصبح المعادلة الأولى:

$$9x10^{-3} = I_{DSS}(1+x)^2$$

والمعادلة الثانية:

$$1x10^{-3} = I_{DSS}(1+3x)^2$$

وبقسمة هاتين المعادلتين، نجد:

$$9 = \frac{(1+x)^2}{(1+3x)^2}$$

ومنها:

$$9(1+3x)^2 = (1+x)^2$$

أي أن:

$$9(1+6x+9x^2) = 1+2x+x^2$$

أي أن:

$$80x^2 + 52x + 8 = 0$$

وبالتالي فإن:

$$x_{1,2} = \frac{-52 \pm \sqrt{2704 - 4(80)(8)}}{2(80)}$$

أي أن:

$$x_1 = -0.25$$
$$x_2 = -0.4$$

أي أن:

$$V_{P1} = \frac{1}{x_1} = -4V$$
$$V_{P2} = \frac{1}{x_2} = -2.5V$$

ومن المعادلة:

$$9x10^{-3} = I_{DSS}(1+x)^2$$

نجد:

$$I_{DSS} = \frac{9x10^{-3}}{(1+x)^2}$$

وبالتالي، فإن:

$$I_{DSS1} = \frac{9x10^{-3}}{(1+x_1)^2} = \frac{9x10^{-3}}{(1-0.25)^2} = 0.016A = 16mA$$

و:

$$I_{DSS2} = \frac{9x10^{-3}}{(1+x_2)^2} = \frac{9x10^{-3}}{(1-0.4)^2} = 0.025A = 25mA$$

أي أن هناك ترانزيستورين لهما $I_D = 9mA$ عند $V_{GS} = -1V$ و $I_D = 1mA$ عند $V_{GS} = -3V$، للأول:

$$V_P = -4V$$
$$I_{DSS} = 16mA$$

وللثاني:

$$V_P = -2.5V$$
$$I_{DSS} = 25mA$$

مثـــال (6): أرســـم خاصـــية النقـــل (transfer characteristic) لترانزيســـتور من النـــوع (n-channel depletion-type MOSFET)، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 12mA$ و $V_P = -4V$

الحل:

من معادلة :Shockley

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

- عند $V_{GS} = 0V$، فإن:

$$I_D = 12x10^{-3}\left(1 - \frac{0}{-4}\right)^2 = 12x10^{-3}A = 12mA$$

- عند $V_{GS}=\dfrac{V_P}{2}=-2V$، فإن:

$$I_D=12x10^{-3}\left(1-\frac{-2}{-4}\right)^2=3x10^{-3}A=3mA$$

- عند $V_{GS}\approx 0.3V_P=-1.2V$، فإن:

$$I_D=\frac{I_{DSS}}{2}=6mA$$

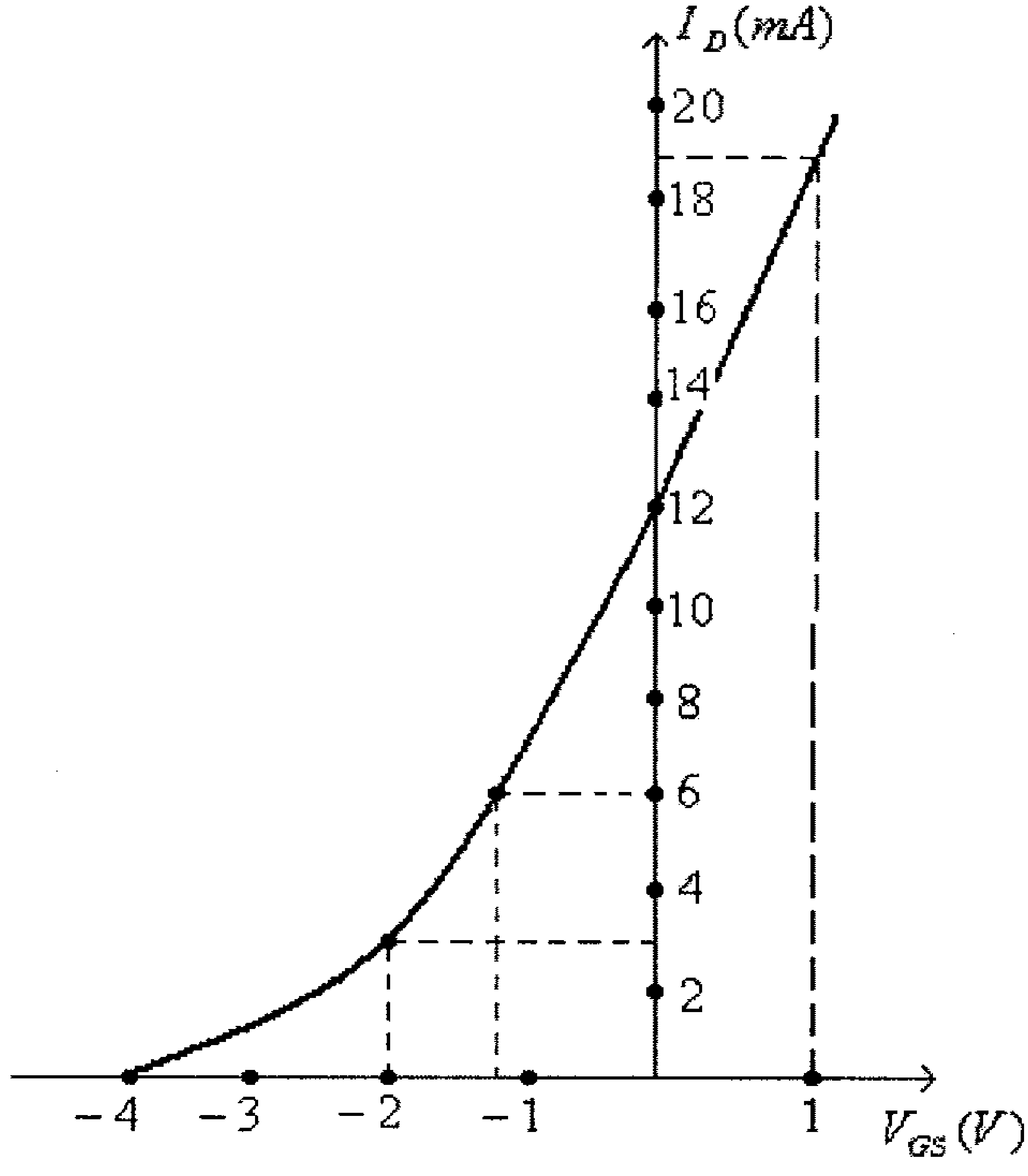
- عند $V_{GS}=V_P=-4V$، فإن:

$$I_D=0A$$

- عند $V_{GS}=V_P=1V$، فإن:

$$I_D=12x10^{-3}\left(1-\frac{1}{-4}\right)^2=12x10^{-3}\left(1+\frac{1}{4}\right)^2=18.75x10^{-3}A=18.75mA$$

ويمكن من هذه النقاط رسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (29)

مثال (7): لترانزيستور من النوع (n-channel depletion-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_D = 11.5mA$ عند $V_{GS} = 1V$، أوجد قيمة V_P لهذا الترانزيستور، علماً بأن $I_{DSS} = 8mA$.

الحل:

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$1-\frac{V_{GS}}{V_P} = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

ومنها:

$$\frac{V_{GS}}{V_P} = 1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

أي أن:

$$V_P = \frac{V_{GS}}{1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}} = \frac{0.5}{1-\sqrt{\frac{11.5}{8}}} \approx -5V$$

مثال (8): لترانزيستور من النوع (p-channel depletion-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_D = 4mA$ عند $V_{GS} = 2V$، أوجد قيمة I_{DSS} لهذا الترانزيستور، علماً بأن $V_P = 5V$.

الحل:

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DSS}=\frac{I_D}{\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2}=\frac{4x10^{-3}}{\left(1-\frac{2}{5}\right)^2}=11.1x10^{-3}A=11.1mA$$

مثال (9): للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $k=4x10^{-4}A/V^2$ وأن $V_T=3V$، أوجد قيمة V_{GS} اللازمة لجعل قيمة تيار المصرف $10mA$.

الحل:

من المعادلة:

$$I_D=k(V_{GS}-V_T)^2$$

نجد:

$$\frac{I_D}{k}=(V_{GS}-V_T)^2$$

ومنها:

$$\sqrt{\frac{I_D}{k}}=V_{GS}-V_T$$

أي أن:

$$V_{GS}=\sqrt{\frac{I_D}{k}}+V_T$$

وعند $I_D=10mA$، فإن:

$$V_{GS}=\sqrt{\frac{10x10^{-3}}{4x10^{-4}}}+3=8V$$

مثال (10): أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) لترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $V_T=4V$ و $k=0.4x10^{-3}A/V^2$.

الحل:

من المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(V_{GS} - 4)^2$$

- عند $V_{GS} = 4V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(4-4)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = 5V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(5-4)^2 = 0.4x10^{-3}A = 0.4mA$$

- عند $V_{GS} = 6V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(6-4)^2 = 1.6x10^{-3}A = 1.6mA$$

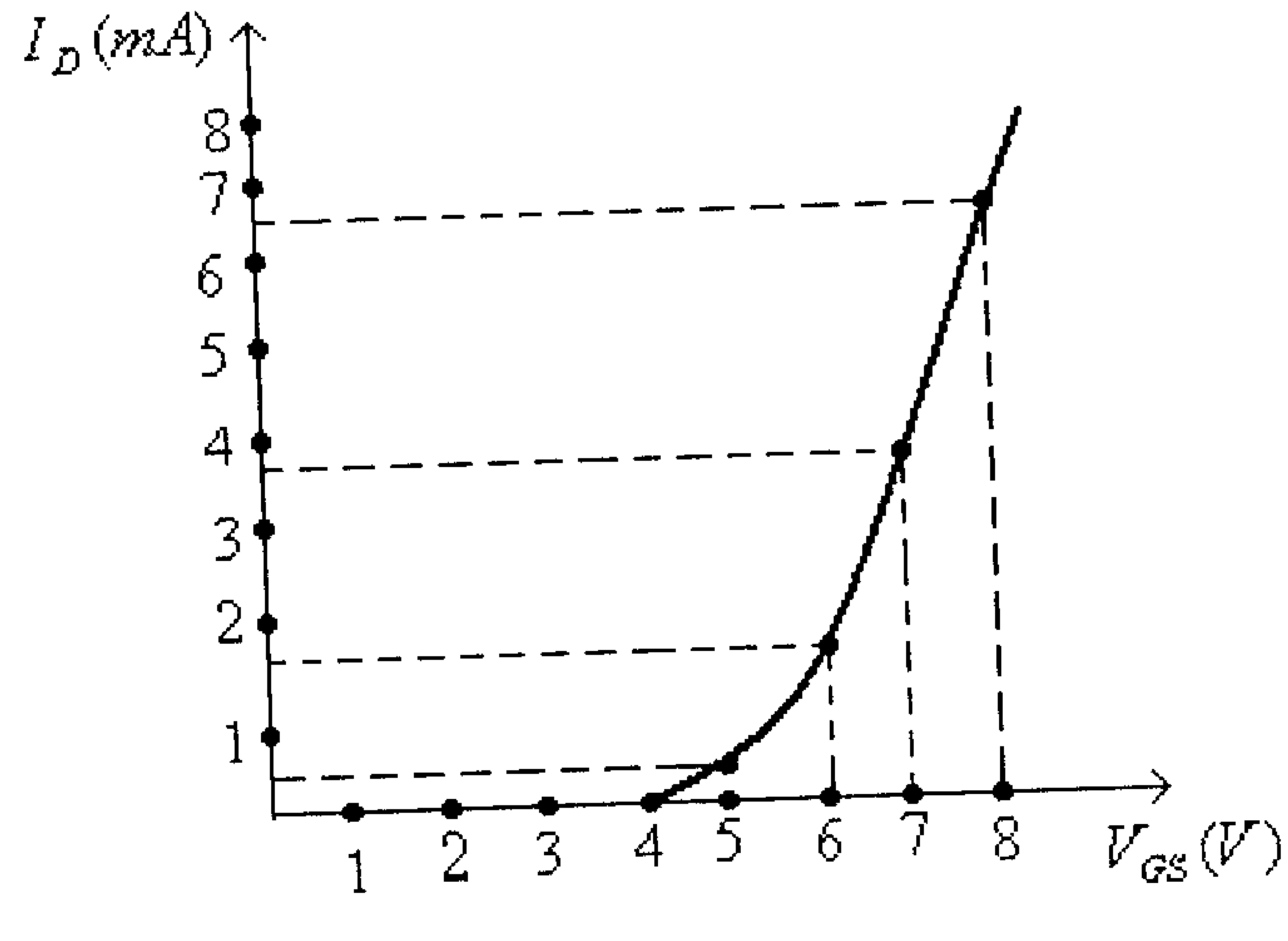
- عند $V_{GS} = 7V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(7-4)^2 = 3.6x10^{-3}A = 3.6mA$$

- عند $V_{GS} = 8V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(8-4)^2 = 6.4x10^{-3}A = 6.4mA$$

ويمكن من هذه النقاط رسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (30)

مثال (11): للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_D = 5mA$ عند $V_{GS} = 5V$،وأن V_T لهذا الترانزيستور تساوي $3V$

أ) أوجد قيمة المعامل k لهذا الترانزيستور.

ب) ما هي الصيغة التي تصف الـــ (transfer function) لهذا الترانزيستور.

ج) ما قيمة تيار المصرف I_D عند كل من القيم التالية للفولطية بين البوابة والمصدر

$$V_{GS} = 2V, \quad V_{GS} = 3V, \quad V_{GS} = 6V, \quad V_{GS} = 8V$$

الحل:

أ) من المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{5x10^{-3}}{(5-3)^2} = 1.25x10^{-3} A/V^2$$

ب) الصيغة التي تصف الـــ (transfer function) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = 1.25x10^{-3}(V_{GS} - 3)^2$$

ج) عند $V_{GS} = 2V$، فإن $I_D = 0A$ لأن $V_{GS} < V_T$

- عند $V_{GS} = 3V$، فإن:

$$I_D = 1.25x10^{-3}(3-3)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = 6V$، فإن:

$$I_D = 1.25x10^{-3}(6-3)^2 = 11.25x10^{-3} A = 11.25mA$$

- عند $V_{GS} = 8V$فإن:

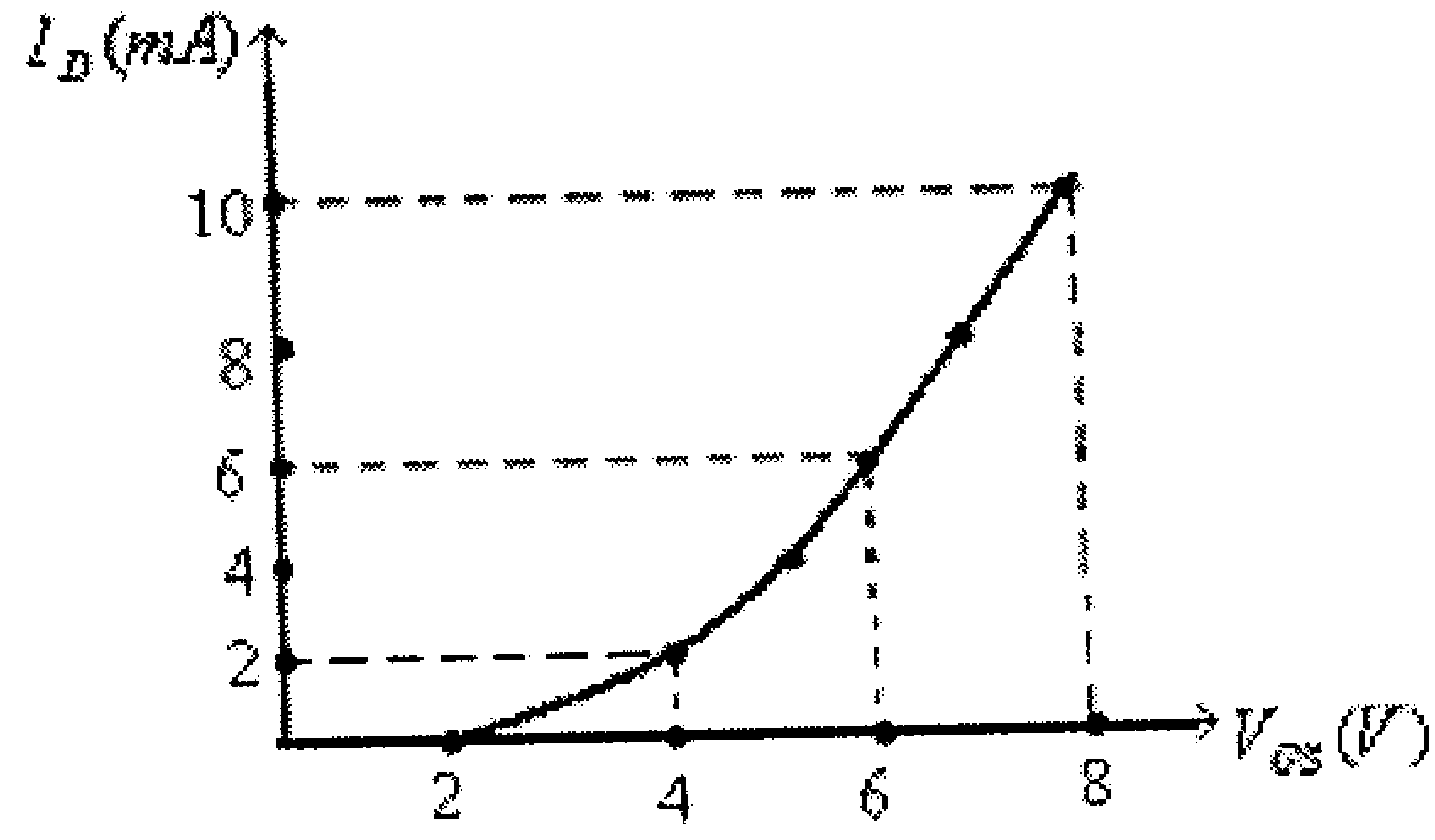
$$I_D = 1.25x10^{-3}(8-3)^2 = 31.25x10^{-3} A = 31.25mA$$

مثـــال (12) : مـــن الـــ (transfer function) للترانـــزيســـتور من النـــوع (n-channel enhancement-type MOSFET)المبينة بالشكل التالي:

أ) أوجد قيمة الفولطية V_T لهذا الترانزيستور

ب) أوجد قيمة المعامل k لهذا الترانزيستور.

ج) ما هي الصيغة التي تصف الـــ (transfer function) لهذا الترانزيستور.



شكل (31)

الحل:

أ) قيمة V_T هي تلك التي يبدأ عندها التيار I_D بالظهور، ومن هذا الشكل $V_T = 2V$.

ب) قيمة المعامل k يمكن تحديدها من معرفة قيمة I_D عند أي قيمة لـــ V_{GS}، فمن الشكل نجد $I_D = 6mA$ عند $V_{GS} = 6V$، ومن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2} = \frac{6x10^{-3}}{(6-2)^2} = 0.375x10^{-3}\,A/V^2$$

ج) الصيغة التي تصف الـــ (transfer function) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2 = 0.375x10^{-3}(V_{GS} - 2)^2$$

مثال (13): للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_D = 5mA$ عند $V_{GS} = 5V$، وأن قيمة المعامل k لهذا الترانزيستور تساوي $0.8x10^{-3}\,A/V^2$، أوجد قيمة الفولطية V_T لهذا الترانزيستور.

الحل: من المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{I_D}{k}}$$

ومنها:

$$V_T = V_{GS} - \sqrt{\frac{I_D}{k}} = 5 - \sqrt{\frac{5x10^{-3}}{0.8x10^{-3}}} = 2.5V$$

مثـــال (14): أرســـم خاصـــية النقـــل (transfer characteristic) لترانزيســـتور من النوع (p-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $V_T = -4V$ و $k = 0.4x10^{-3}\,A/V^2$.

الحل:

من المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(V_{GS} + 4)^2$$

- عند $V_{GS} = -4V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(-4+4)^2 = 0A$$

- عند $V_{GS} = -5V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(-5+4)^2 = 0.4x10^{-3}\,A = 0.4mA$$

- عند $V_{GS} = -6V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(-6+4)^2 = 1.6x10^{-3}\,A = 1.6mA$$

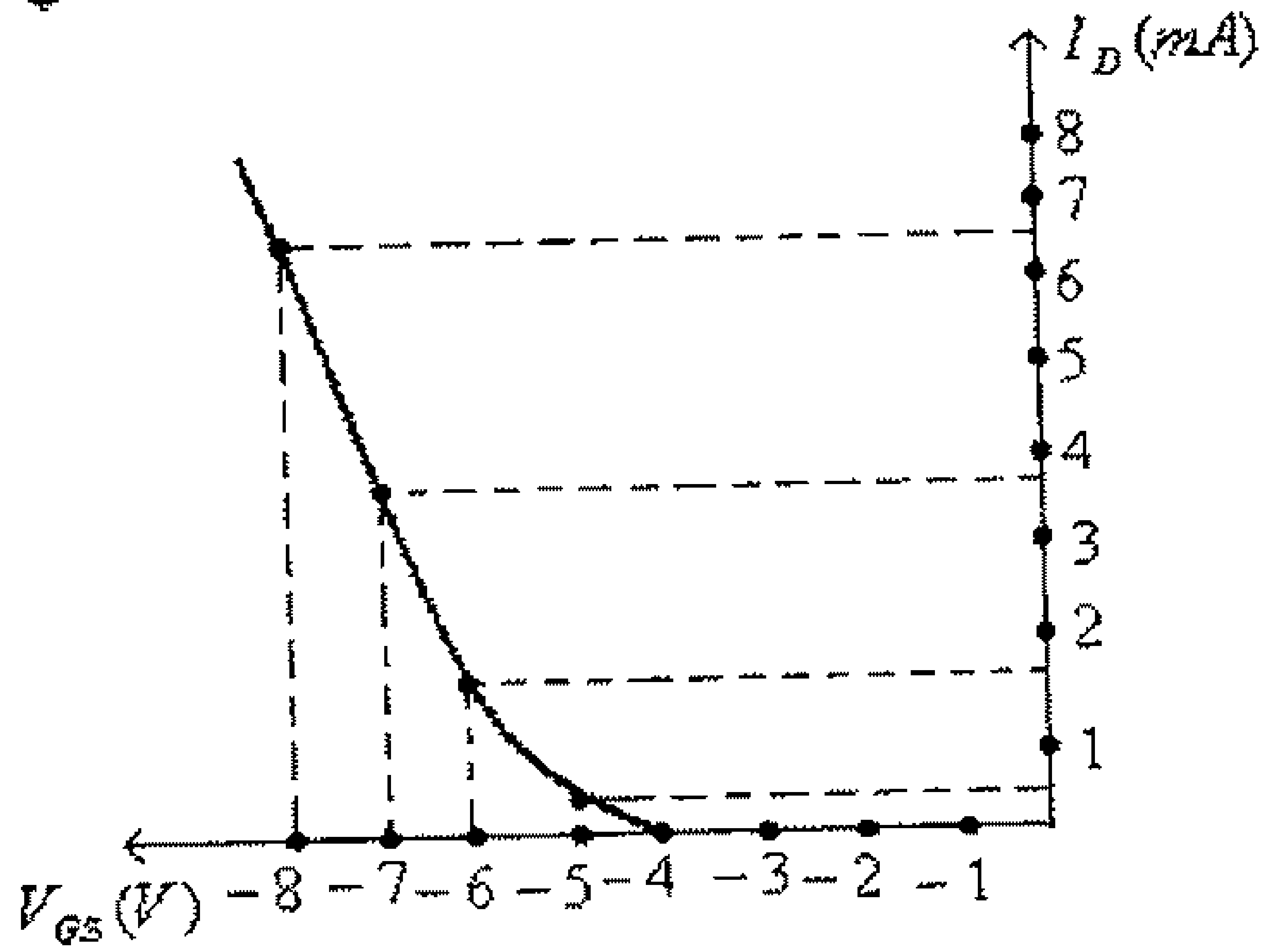
- عند $V_{GS} = -7V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(-7+4)^2 = 3.6x10^{-3}\,A = 3.6mA$$

- عند $V_{GS} = -8V$، فإن:

$$I_D = (0.4x10^{-3})(-8+4)^2 = 6.4x10^{-3}\,A = 6.4mA$$

ويمكن من هذه النقاط رسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (32)

5.9 تمارين

1) لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel JFET) وإذا علمت أن $I_{DSS} = 12mA$ و $V_P = -4$، أوجد قيمة I_D لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V$، $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$، $V_{GS} = V_P$، و $V_{GS} = -7V$. أرسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور.

2) لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel JFET)، إذا علمت أن $I_{DSS} = 8mA$ و $V_P = -4$ ، أوجد قيمة V_{GS} لجعل التيار I_D في هذا الترانزيستور تساوي $I_D = 0A$، $I_D = \frac{I_{DSS}}{2}$، $I_D = I_{DSS}$ و $I_D = 6mA$.

3) لأحد الترانزيستورات من النوع p-channel JFET، وإذا علمت أن $V_P = 5V$، وأن $r_O = 12k\Omega$ ، أوجد قيمة المقاومة المكافئة لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V, 2V, 4V, 5V$.

4) لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel depletion-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -6$ ، أوجد قيمة I_D لهذا الترانزيستور عند $V_{GS} = 0V$، $V_{GS} = \frac{V_P}{2}$، $V_{GS} = V_P$ و $V_{GS} = 1V$. أرسم خاصية النقل لهذا الترانزيستور.

5) لأحد الترانزيستورات من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $k = 4x10^{-4} A/V^2$ وأن $V_T = 4V$، أوجد قيمة I_D عند القيم التالية للفولطية بين البوابة والمصدر $V_{GS} = 2V, \quad 4V, \quad 5V, \quad 6V$

6) لأحد الترانزيستورات (p-channel JFET)، إذا كان $I_D = 2mA$ عند $V_{GS} = 4V$، أوجد قيمة التيار I_{DSS} لهذا الترانزيستور، إذا علمت أن قيمة V_P لهذا الترانزيستور هي $V_P = 8V$.

7) لأحد الترانزيستورات (n-channel JFET)، أوجد قيمة كل من I_{DSS} و V_P، إذا علمت أن $I_D = 8mA$ عند $V_{GS} = -1V$ وأن $I_D = 2mA$ عند $V_{GS} = -3V$.

8) لأحد الترانزيستورات (n-channel depletion-type MOSFET)، إذا علمت أن $I_D = 12mA$ عند $V_{GS} = 1V$، أوجد قيمة V_P لهذا الترانزيستور، علماً بأن $I_{DSS} = 8mA$.

9) للترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أن $k = 5x10^{-4} A/V^2$ وأن $V_T = 5V$، أوجد قيمة V_{GS} اللازمة لجعل قيمة تيار المصرف $12mA$.

10) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) لترانزيستور من النوع (n-channel enhancement-type MOSFET)، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $V_T = 5V$ و $k = 0.6x10^{-3} A/V^2$.

الوحدة السادسة

إنحياز ترانزيستورات تأثير المجال

الوحدة السادسة

إنحياز ترانزيستورات تأثير المجال

6.1 مدخل

درست في الوحدة السابقة تركيب وخصائص ترانزيستورات تأثير المجال المختلفة. في هذه الوحدة سنناقش الدوائر المختلفة التي تؤمن الإنحياز (biasing) المناسب لكل من هذه الترانزيستورات، والتي بواسطتها يتم تحديد مكان نقطة عملها (operating point) على الخاصية المخرجية لها.

وقبل أن نبدأ دراسة الدوائر المختلفة والتي يتم فيها تأمين الإنحياز المناسب لترانزيستورات تأثير المجال، نرى أنه من الضروري التذكير بالعلاقات الأساسية لهذه الترانزيستورات، وهي:

- التيار المدخلي لهذه الترانزيستوات (تيار البوابة، I_G) يساوي صفراً، وذلك لأن الممانعة المدخلية لها عالية جداً.
- يتم التحكم بقيمة تيار المصرف I_D لهذه الترانزيستورات بواسطة فرق الجهد (الفولطية) بين البوابة والمصدر، أي الفولطية V_{GS}. فلقد عرفت من الوحدة السابقة أن العلاقة التي تربط بين تيار المصرف I_D والفولطية V_{GS} هي:
  - للترانزيستورات من النوعين JFET أو depletion-type MOSFET، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

وهذه المعادلة تسمى معادلة Shockley.

- للترانزيستورات من النوع enhancement-type MOSFET، فإن:

$$I_D = k\left(V_{GS} - V_T\right)^2$$

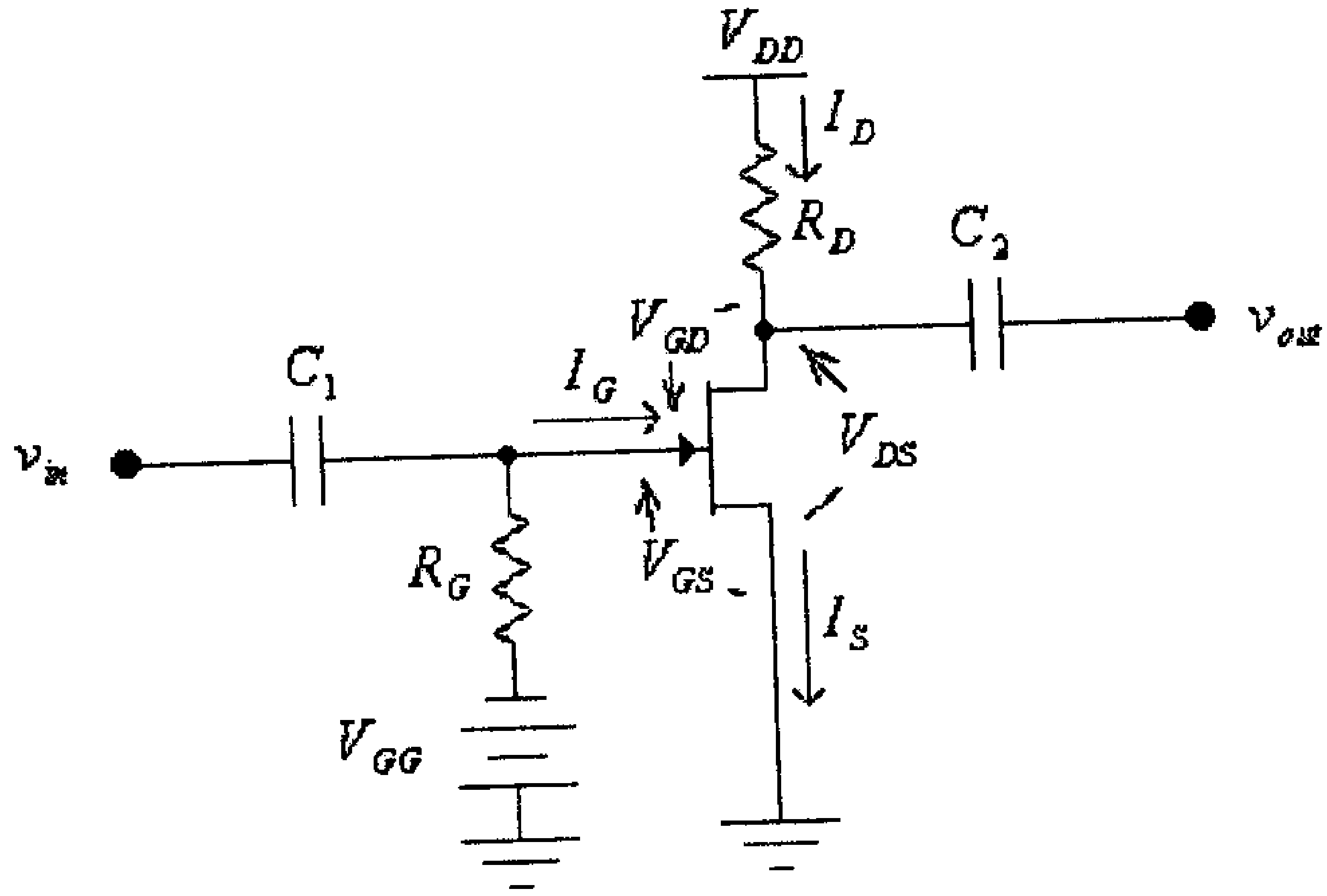
- تيار المصرف I_D لهذه الترانزيستورات يساوي دائما تيار المصدر I_S. أي أن:

$$I_D = I_S$$

وسنقوم الآن بدراسة دوائر الإنحياز المختلفة لمختلف أنواع ترانزيستورات تأثير المجال.

6.2 دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستورات الـ JFET
(Fixed-bias circuit for JFET transistors)

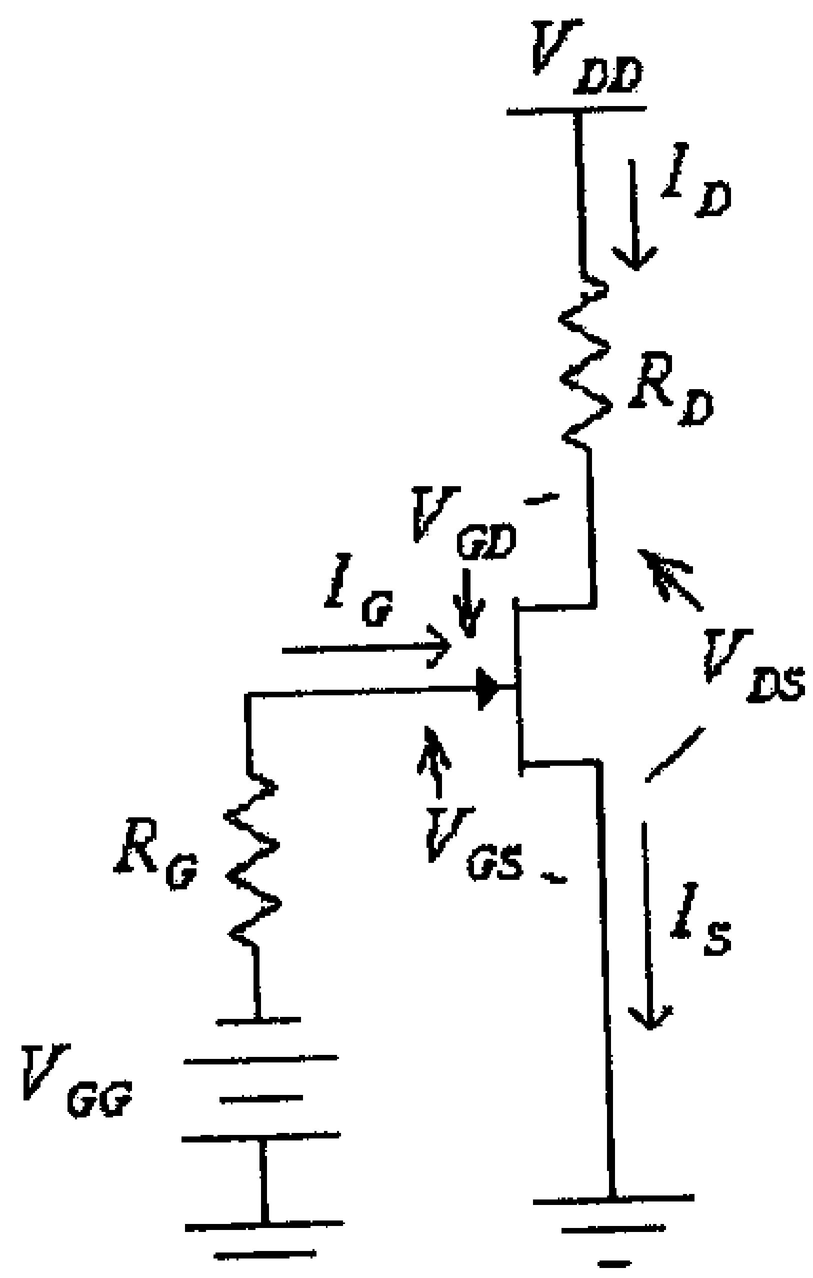
الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ثابت بإستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (1)

في هذه الدائرة، وكما في حالة ترانزيستورات ثنائية القطبية، فإن المكثف C_1 يُستخدم لمنع مرور التيار المستمر من مصدر التغذية (V_{DD}) الى مصدر الإشارة، أما المكثف C_2 فيُستخدم لمنع مرور التيار المستمر من مصدر التغذية الى مخرج الدائرة (الحمل).

ولما كان كل من المكثفان C_1 و C_2 يشكلان دائرة مفتوحة للتيار المستمر، فإن الدائرة المكافئة للدائرة أعلاه ستكون كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (2)

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} + I_G . R_G + V_{GG} = 0$$

ولكن:

$$I_G = 0A$$

أي أن:

$$V_{GS} + V_{GG} = 0$$

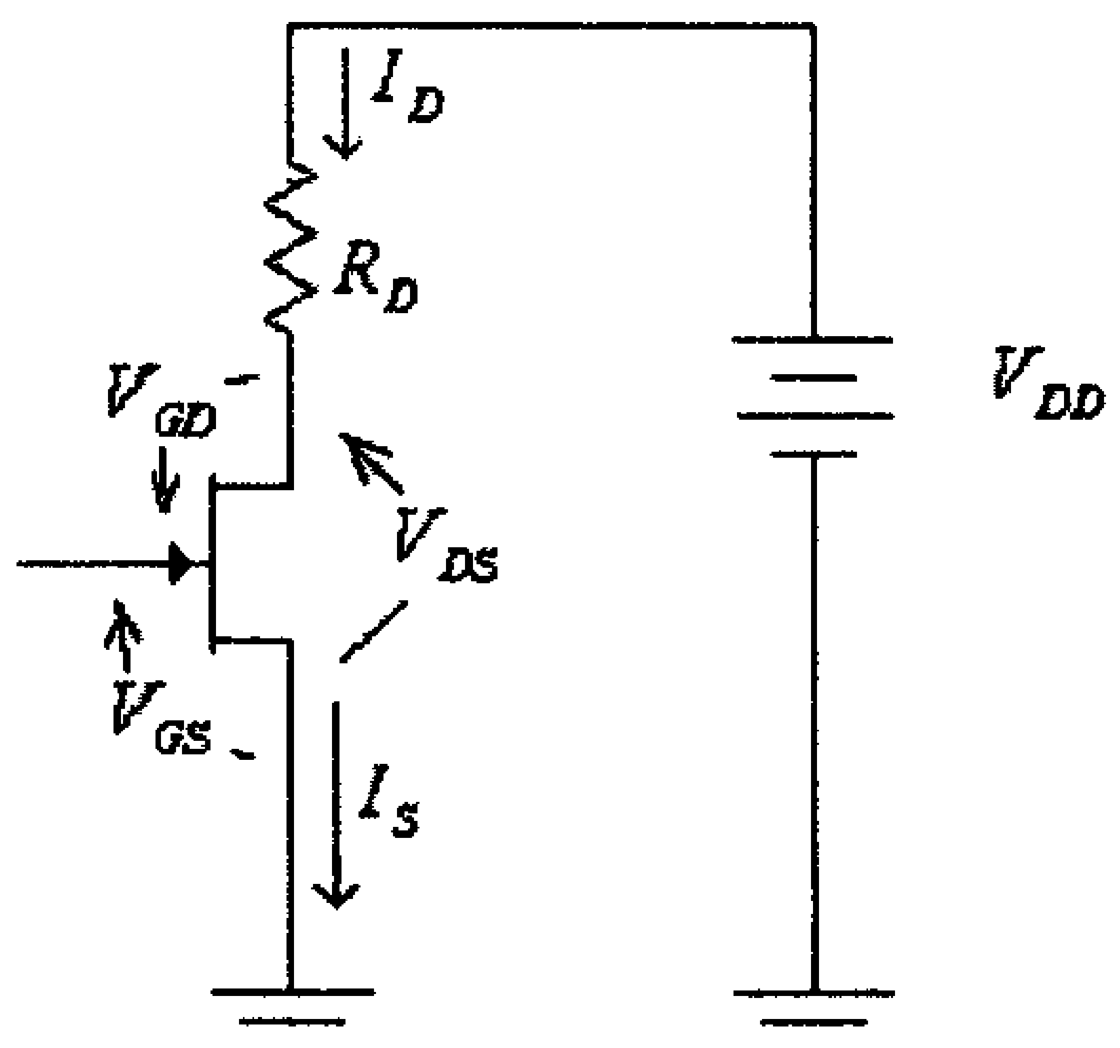
ومنها:

$$V_{GS} = -V_{GG}$$

وبعد أن تم تحديد قيمة الفولطية V_{GS} يمكن الآن ومن معادلة **Shockley** تحديد قيمة التيار I_D، أي أن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

الدائرة المكافئة لمخرج هذه الدائرة هي:



شكل (3)

في هذه الدائرة:

$$V_{DD} - I_D . R_D - V_{DS} = 0$$

ومنها:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D . R_D$$

ومن قيمة الفولطية V_{DS}، نجد قيمة جهد المصرف V_D، فمن كون:

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

ولأن:

$V_S = 0V$

فإن:

$V_D = V_{DS}$

وكذلك من كون:

$V_{GS} = V_G - V_S$

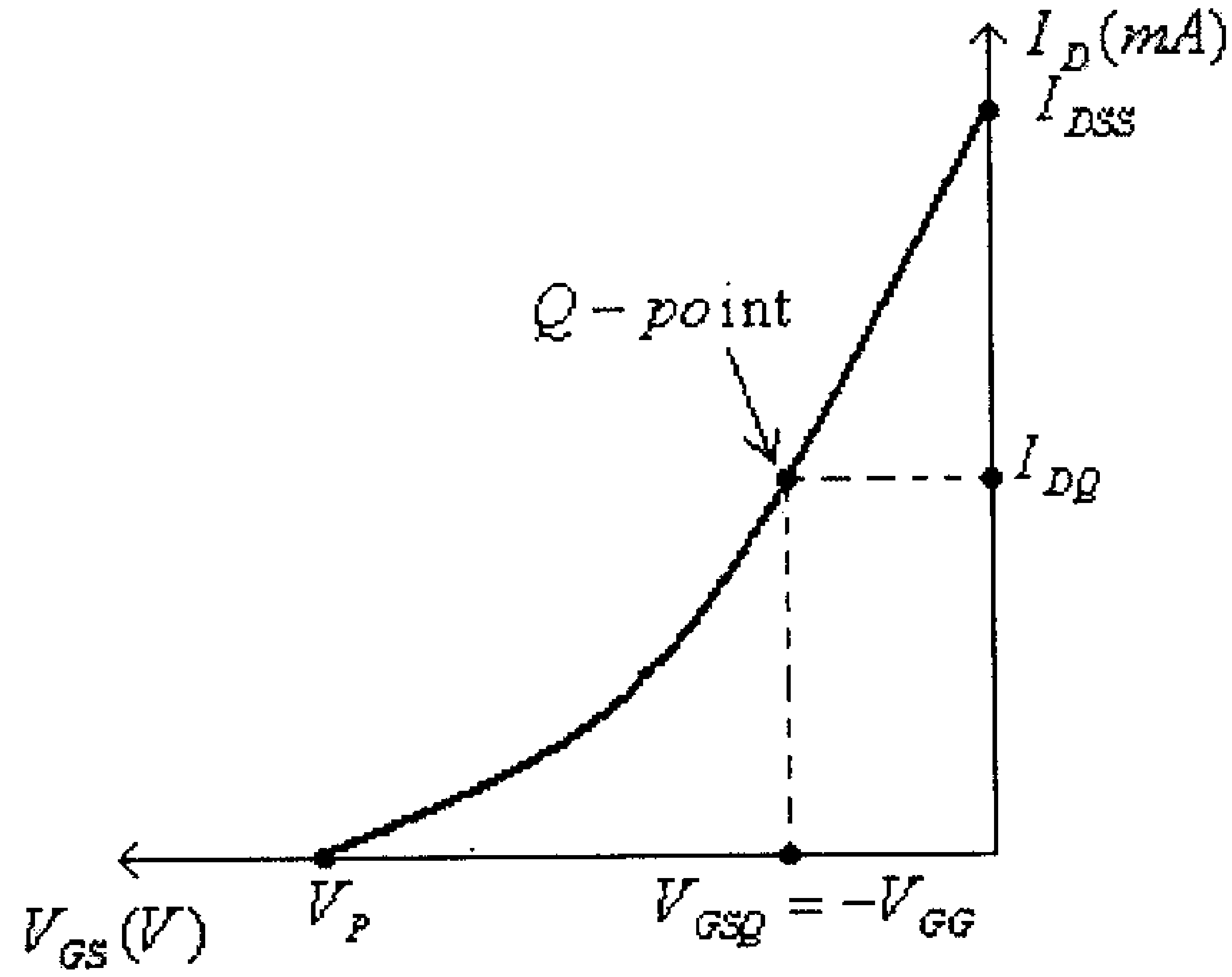
ولأن:

$V_S = 0V$

فإن:

$V_G = V_{GS}$

وإذا كانت خاصية النقل (transfer function) للترانزيستور المستخدم بهذه الدائرة مرسومة، فمن معرفة قيمة V_{GS}، يمكن تحديد النقطة $Q - point$ للترانزيستور على هذا الرسم، وتحديد قيمة تيار المصرف I_{DQ} منها ، وذلك كما في الشكل التالي:



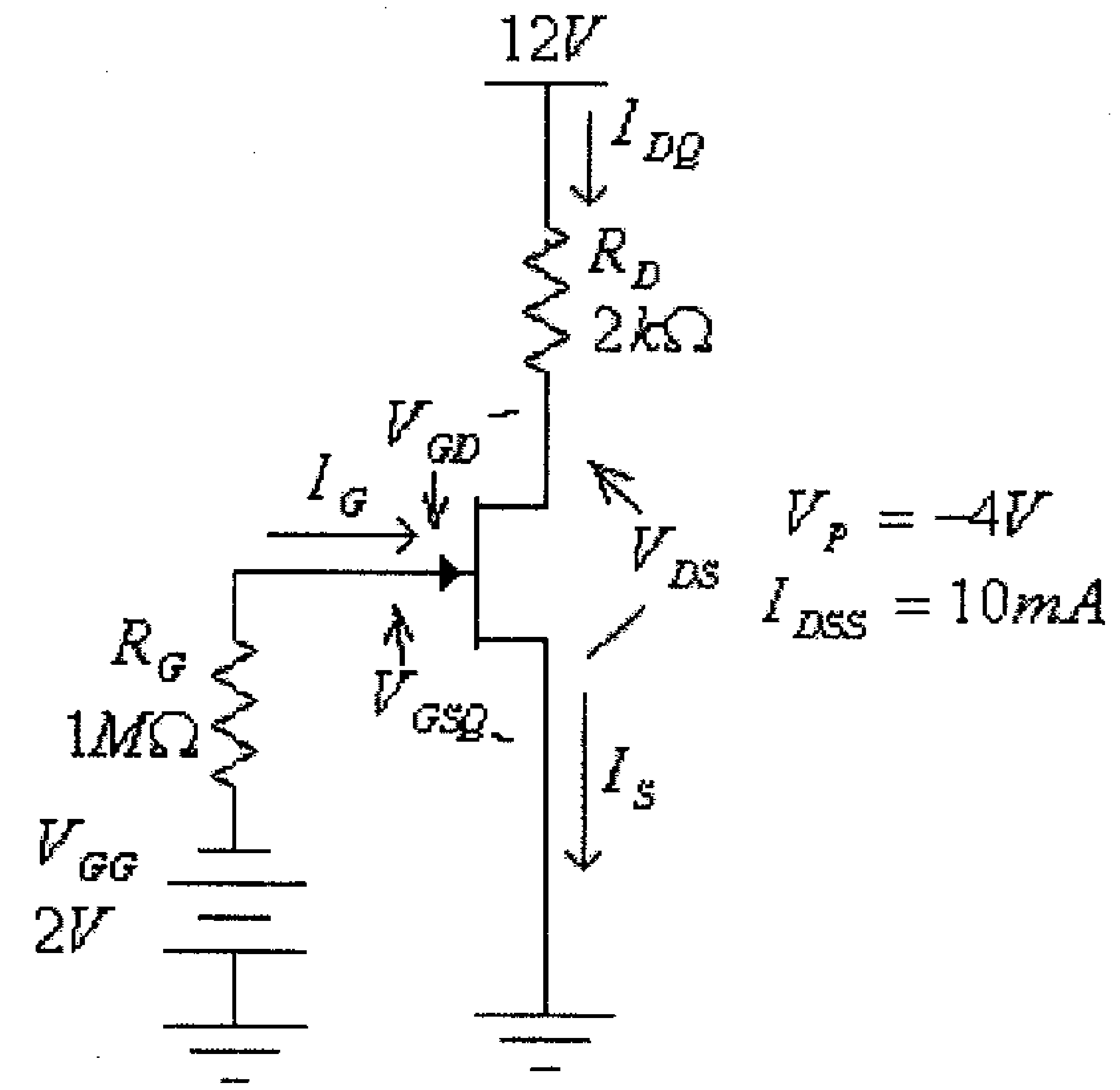
شكل (4)

ملاحظات على دائرة الإنحياز الثابت لترانزيستور ال JFET:

1- يلاحظ أن هذه الدائرة تستخدم مصدرين للتغذية هما V_{DD} و V_{GG}، لذا فإن هذه الدائرة قليلة الإستخدام في التطبيقات العملية.

2- في الدوائر العملية، تكون قيمة المقاومة R_G ، عادةً عالية جداً وذلك حتى تكون الممانعة المدخلية لدائرة المضخم عاليةً جداً.

مثال (1): لدائرة الإنحياز الثابت التالية، أوجد قيمة كل من:
V_{GSQ} ، I_{DQ} ، V_{DS} ، V_D ، V_G و V_S.



شكل (5)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -V_{GG} = -2V$$

ومنها:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2 = \left(10x10^{-3}\right)\left(1-\frac{-2}{-4}\right)^2 = 2.5x10^{-3}A = 2.5mA$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D = 12 - \left(2.5x10^{-3}\right)\left(2x10^3\right) = 7V$$

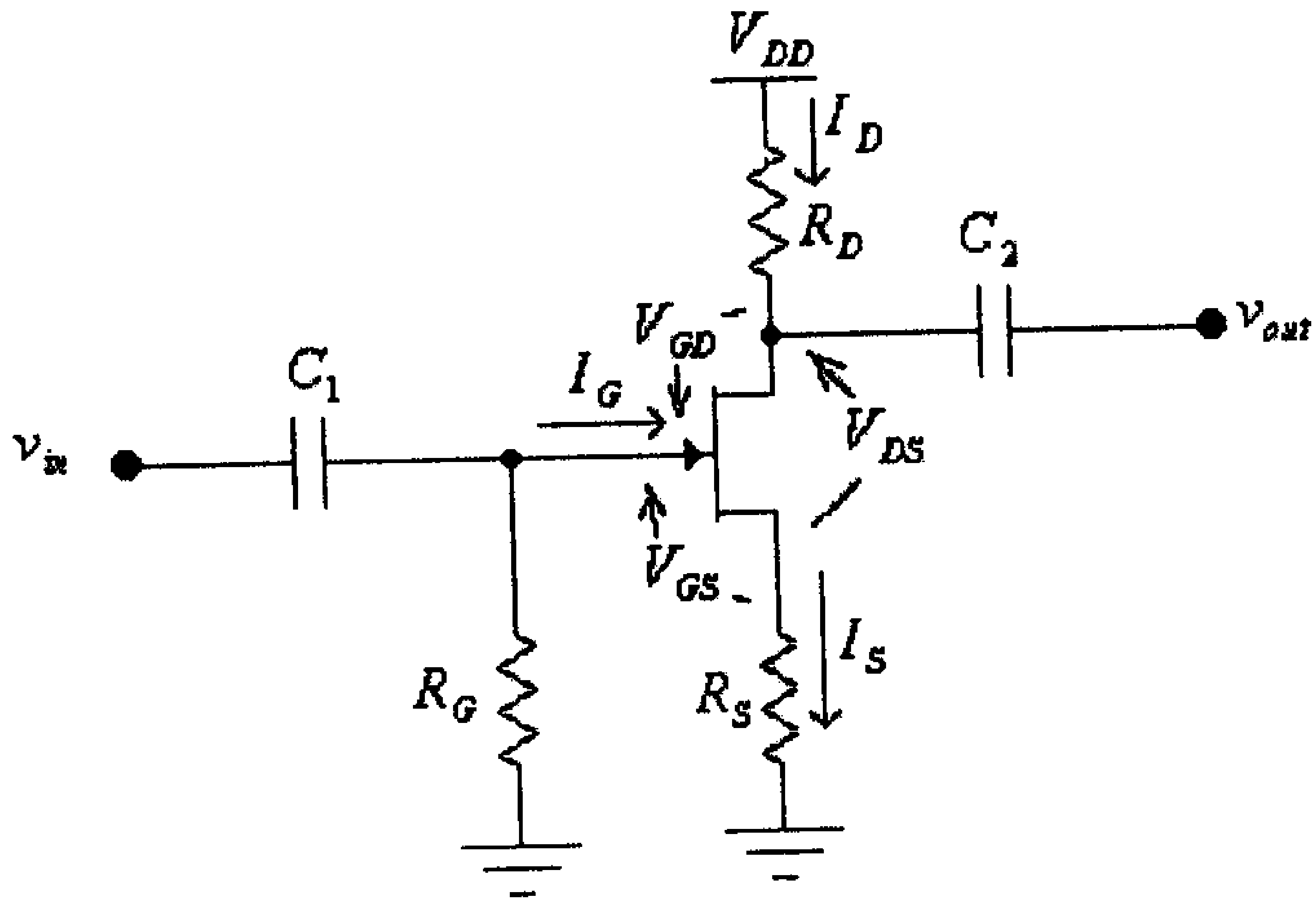
$$V_D = V_{DS} = 7V$$

$$V_G = V_{GS} = -2V$$

$$V_S = 0V$$

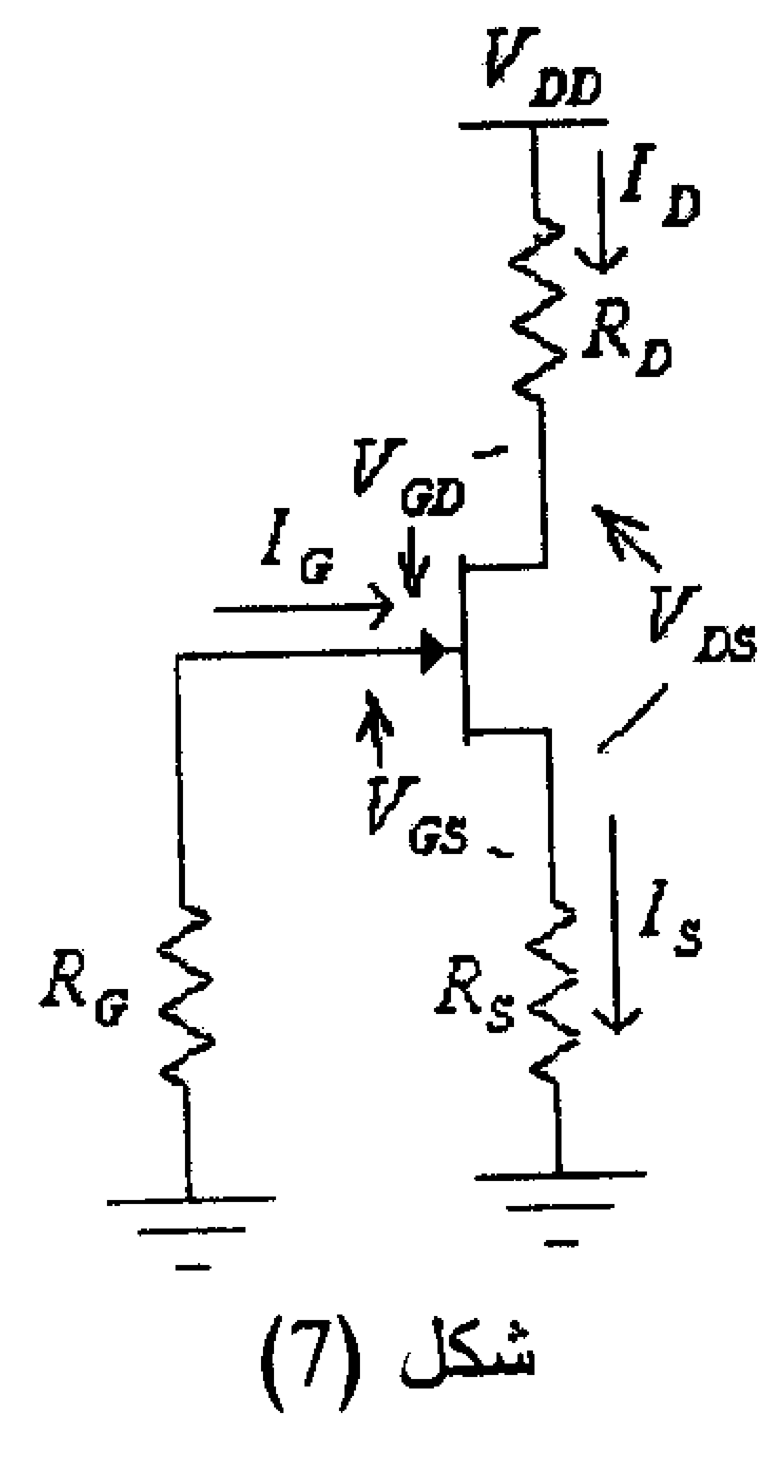
6.3 دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستورات ألـ JFET
(Self-bias circuit for JFET transistors)

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز ذاتي، بإستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (6)

في هذه الدائرة، وكما في حالة دائرة الإنحياز الثابت، فإن المكثف C_1 يمنع مرور التيار المستمر من مصدر التغذية (V_{DD}) الى مصدر الإشارة، أما المكثف C_2 فيمنع مرور التيار المستمر من مصدر التغذية الى مخرج الدائرة (الحمل). ولما كان كل من C_1 و C_2 يشكلان دائرة مفتوحة للتيار المستمر فإن الدائرة المكافئة للدائرة أعلاه ستكون كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (7)

في هذه الدائرة:

$$I_S.R_S + V_{GS} + I_G.R_G = 0$$

ولكن:

$$I_G = 0A$$

أي أن:

$$I_S.R_S + V_{GS} = 0$$

ومنها:

$$V_{GS} = -I_S.R_S$$

وبما أن:

$$I_S = I_D$$

فإن:

$$V_{GS} = -I_D.R_S \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{-I_D.R_S}{V_P}\right)^2$$

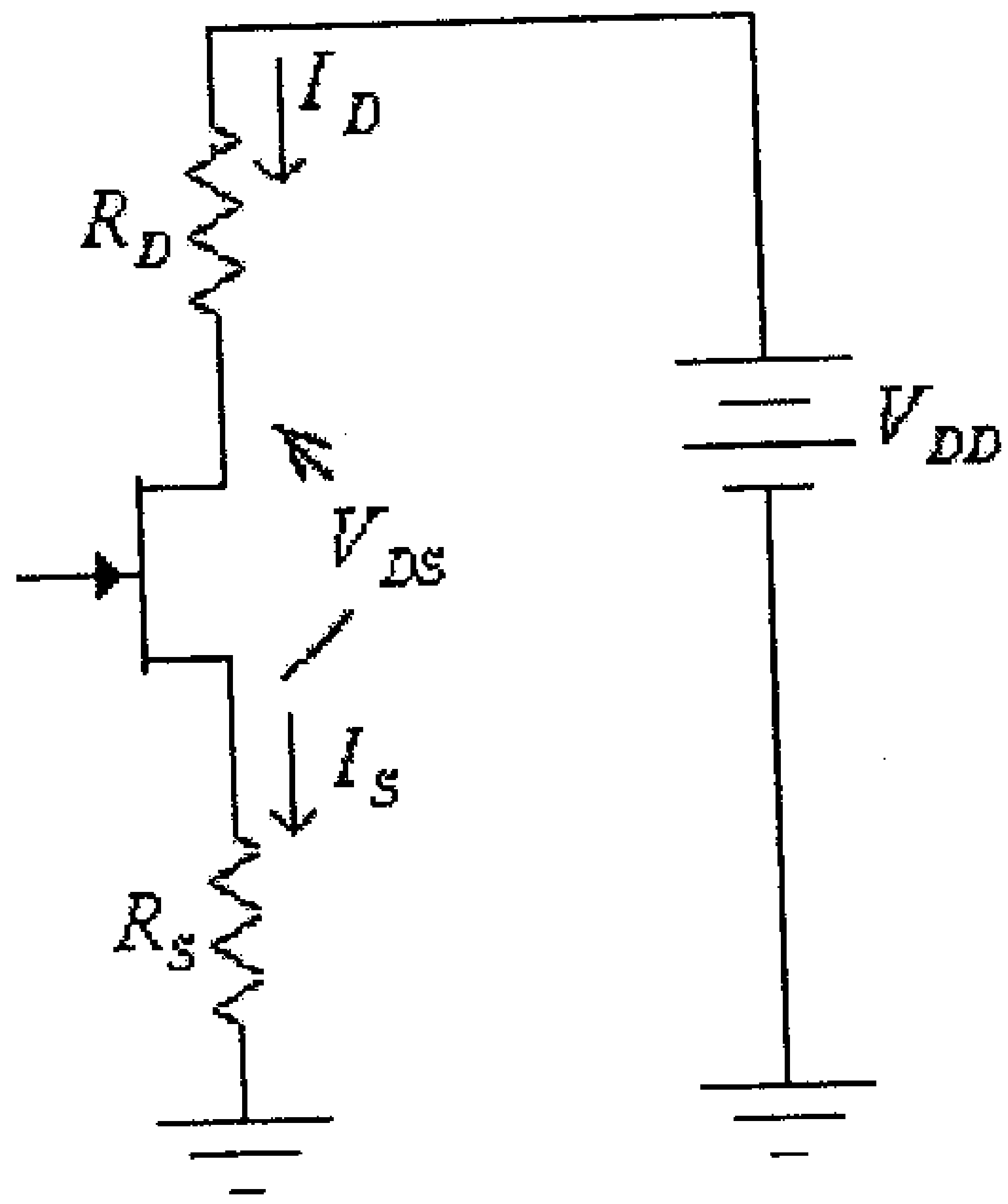
أي أن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 + \frac{I_D.R_S}{V_P}\right)^2$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية يمكن أيجاد قيمة تيار المصرف I_D.

ويمكن كذلك أيجاد قيمة تيار المصرف I_D بإيجاد نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة الخطية رقم (1) مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور.

ويمكن تحديد قيمة الفولطية V_{DS} بتطبيق قانون كيرشوف على مخرج هذه الدائرة.



شكل (8)

لتجد:

$$V_{DD} - I_D.R_D - V_{DS} - I_S.R_S = 0$$

ومنها:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D - I_S.R_S$$

ولكون:

$$I_D = I_S$$

فإن:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S)$$

في هذه الدائرة، كذلك:

$$V_S = I_D.R_S$$

$$V_G = 0V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D$$

أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = I_D.R_S + V_{DS}$$

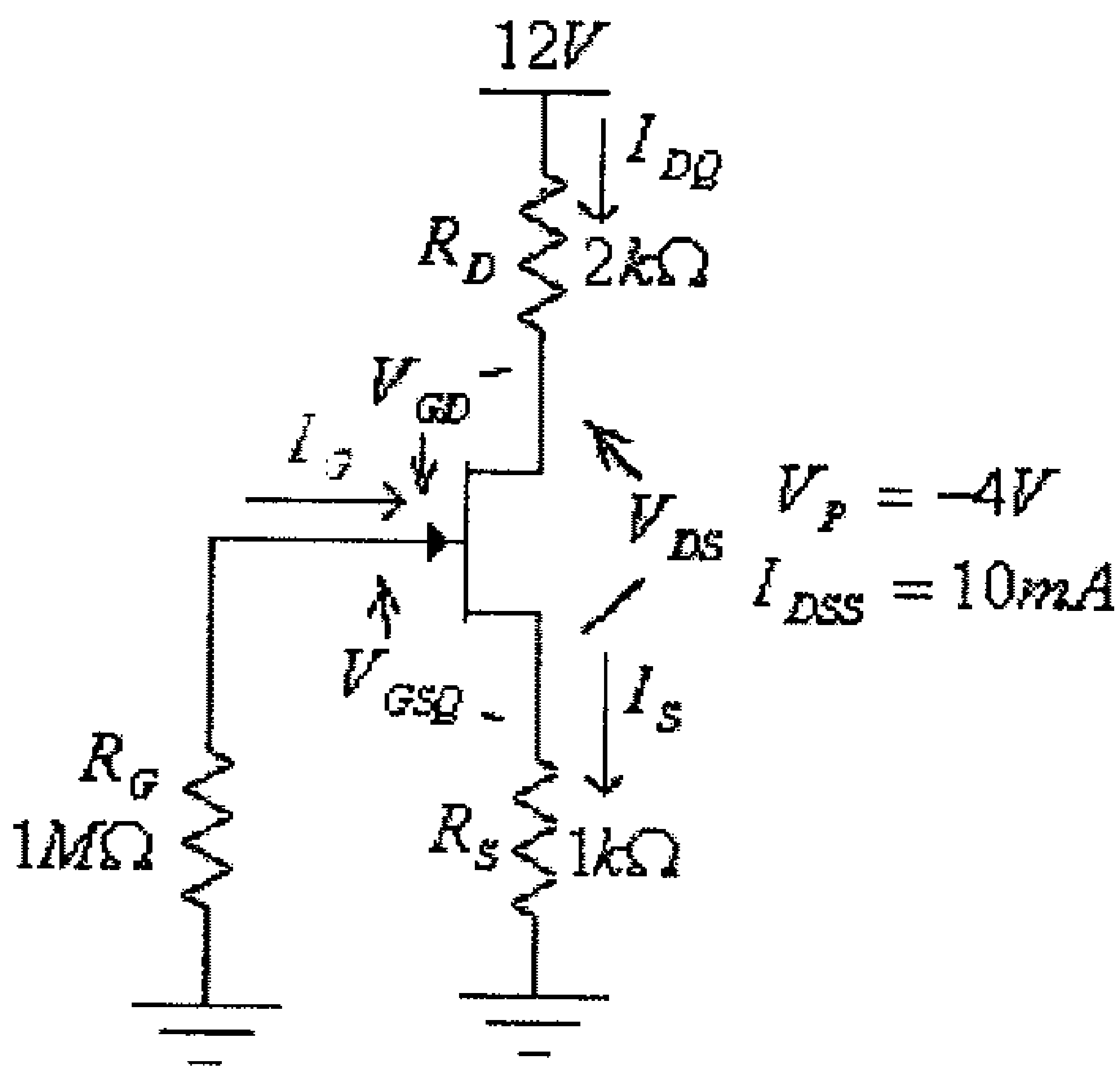
ملاحظات على دائرة الإنحياز الذاتي لترانزيستور ال JFET:

1- يلاحظ أن هذه الدائرة تستخدم مصدر واحد للتغذية هو V_{DD}، على عكس دائرة الإنحياز الثابت والتي يلزمها مصدرين لتغذية الدائرة.

2- في الدوائر العملية، تكون قيمة المقاومة R_G عادةً كبيرة جداً ، وذلك حتى تكون الممانعة المدخلية لدائرة المضخم عالية جداً.

3- فولطية المدخل V_{GS} ليست ثابتة وإنما تعتمد على تيار المصرف I_D.

مثال (2) : لدائرة الإنحياز الذاتي التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} ، V_{GSQ} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (9)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ} . R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - \frac{1000 I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - 250 I_{DQ}\right)^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - 500 I_{DQ} + 62500 I_D{}^2\right)$$

أو:

$$625 I_{DQ}{}^2 - 6 I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{6 \pm \sqrt{36 - 4(625)(0.01)}}{(2)(625)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0075A = 7.5mA$$

$$I_{DQ2} = 0.0021A = 2.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = -I_D.R_S = -1000.I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = -I_{DQ1}.R_S = -1000.I_{DQ1} = -1000(0.0075) = -7.5V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2.1x10^{-3}(1x10^3) = -2.1V$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DQ}.(R_D + R_S) = 12 - 2.1x10^{-3}(2x10^3 + 1x10^3) = 5.7V$$

$$V_S = I_{DQ}.R_S = 2.1x10^{-3}(1x10^3) = 2.1V$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DQ}.R_D = 12 - 2.1x10^{-3}(2x10^3) = 7.8V$$

أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = 2.1 + 5.7 = 7.8V$$

$$V_G = 0V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن لهذا الترانزيستور:

$$V_P = -4V$$
$$I_{DSS} = 10mA$$

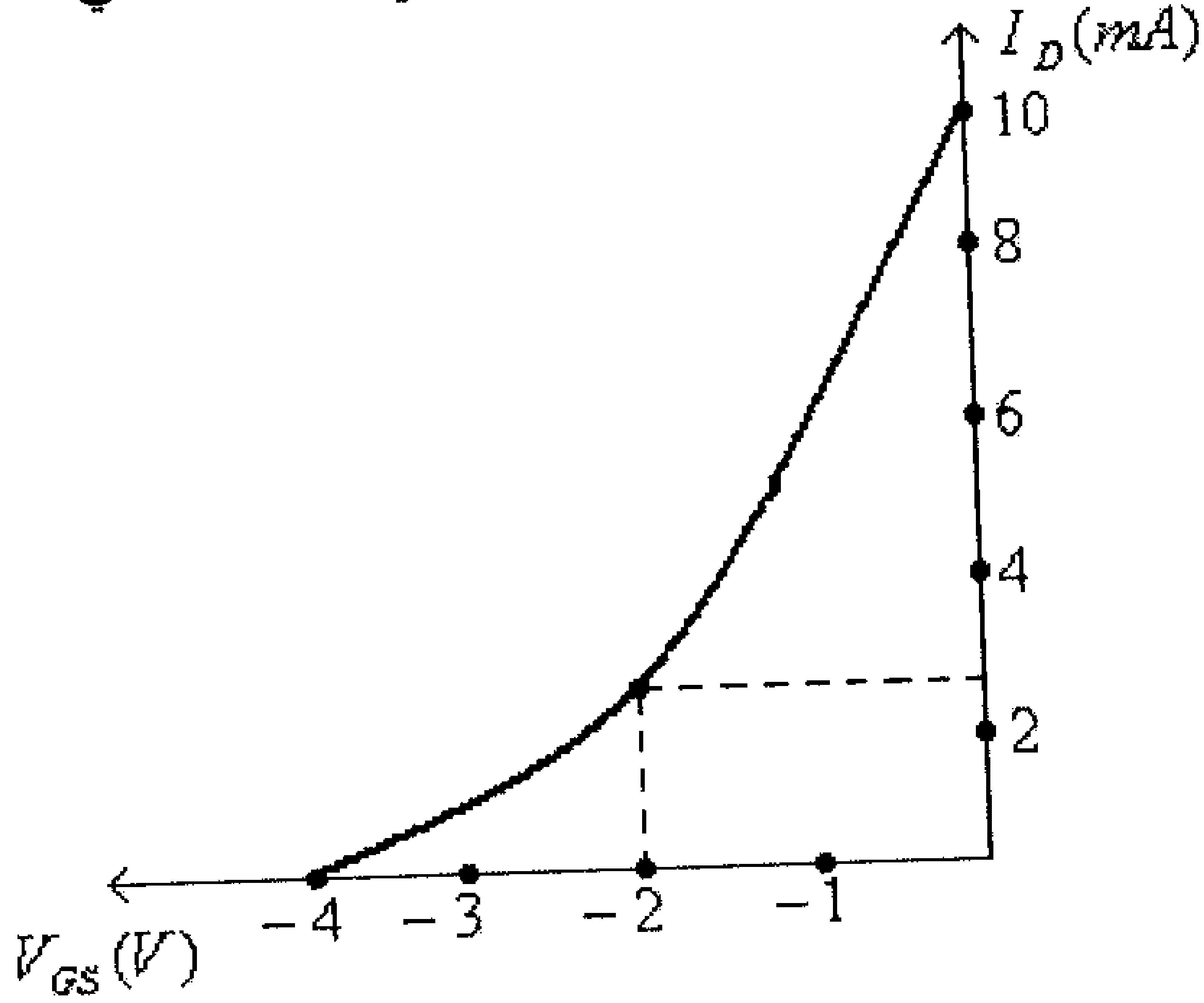
يمكن كذلك أيجاد نقطة ثالثة على المنحنى الذي يمثل خاصية النقل، فعند:

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1 - \frac{-2}{-4}\right)^2 = 2.5x10^{-3}A = 2.5mA$$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (10)

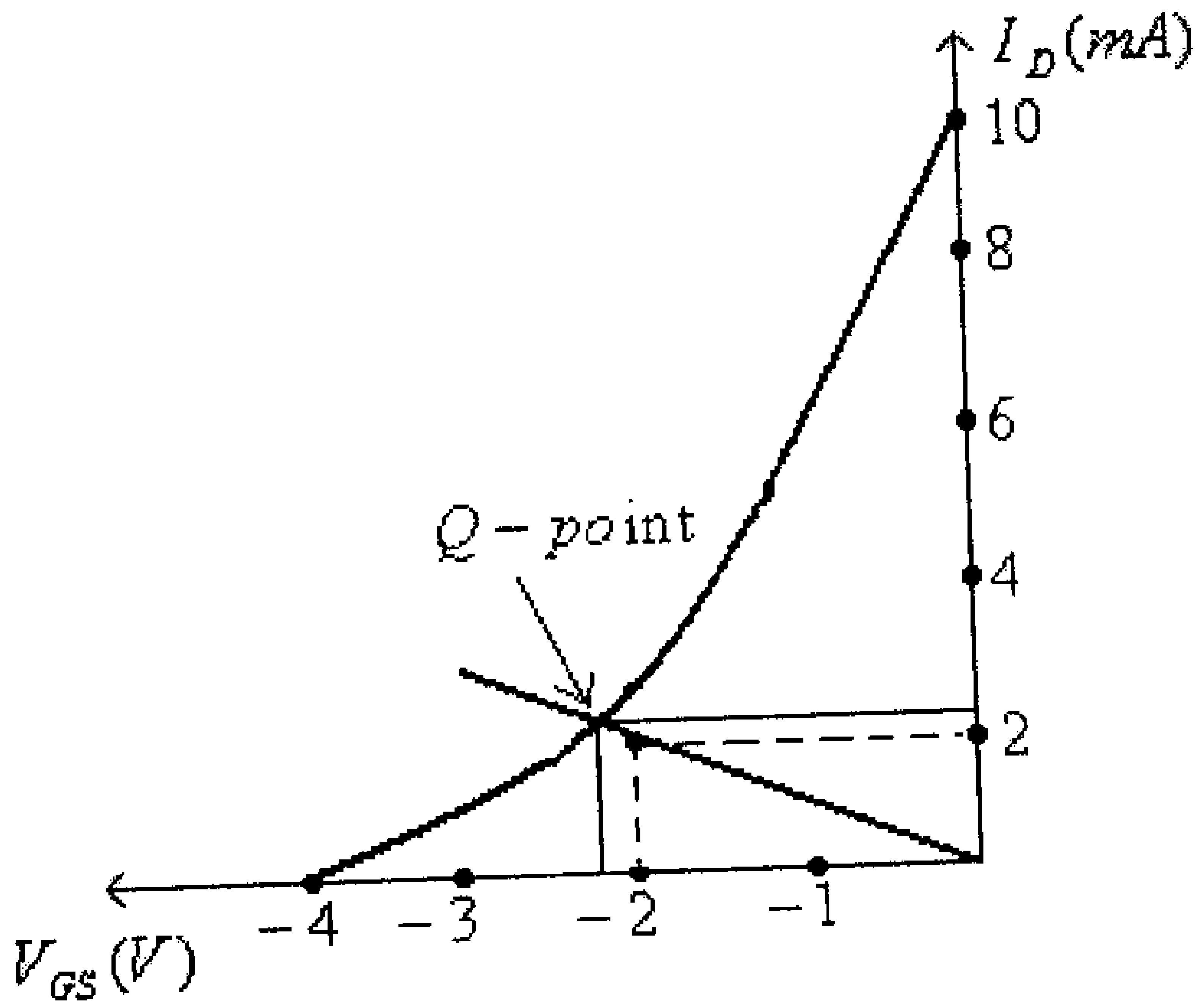
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = -I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = -1000 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 0V$، وكذلك عند $I_D = 2mA$ فإن $V_{GS} = -2V$.

(أنظر الشكل التالي).



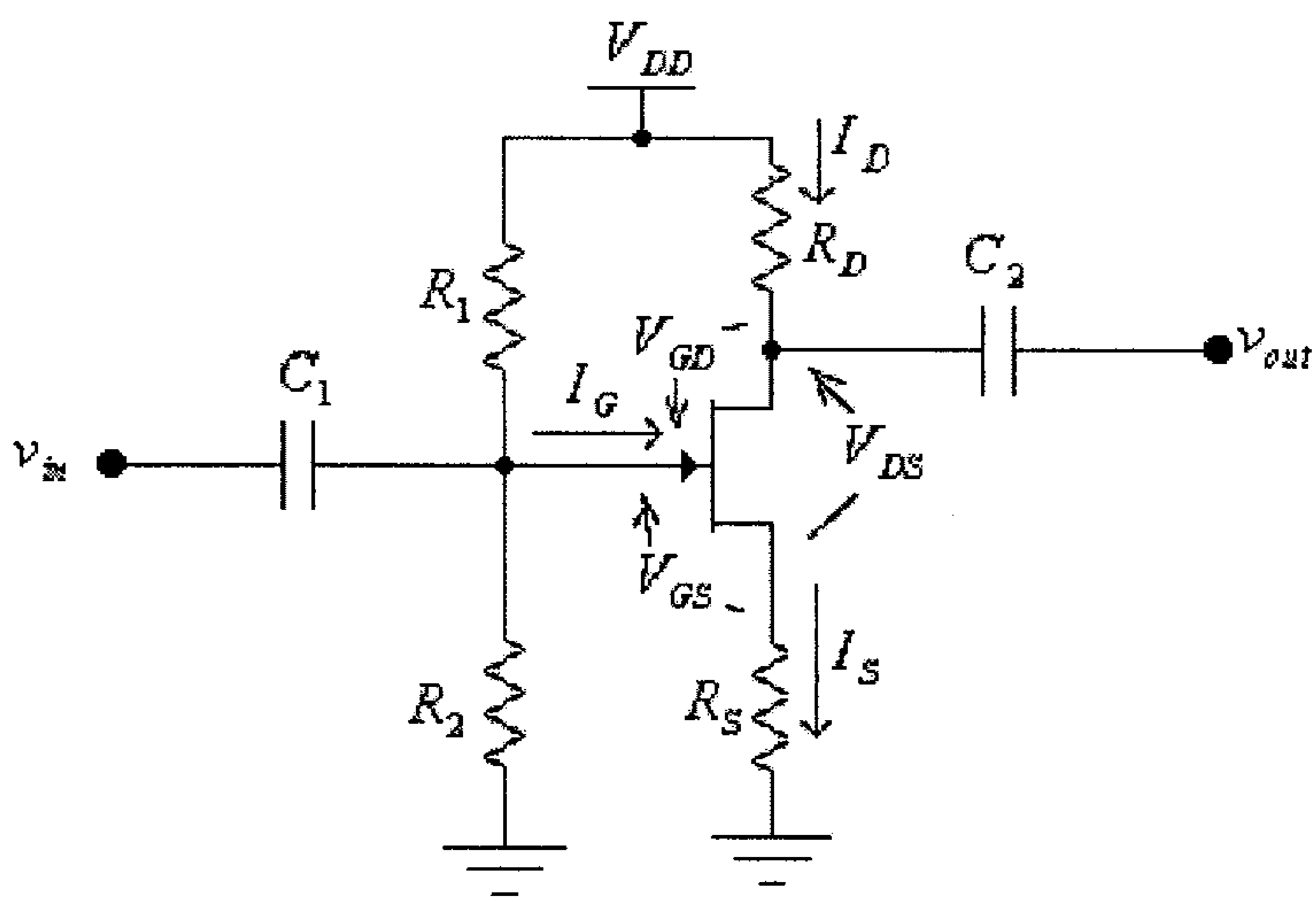
شكل (11)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 2.1mA$$
$$V_{GSQ} = -2.1V$$

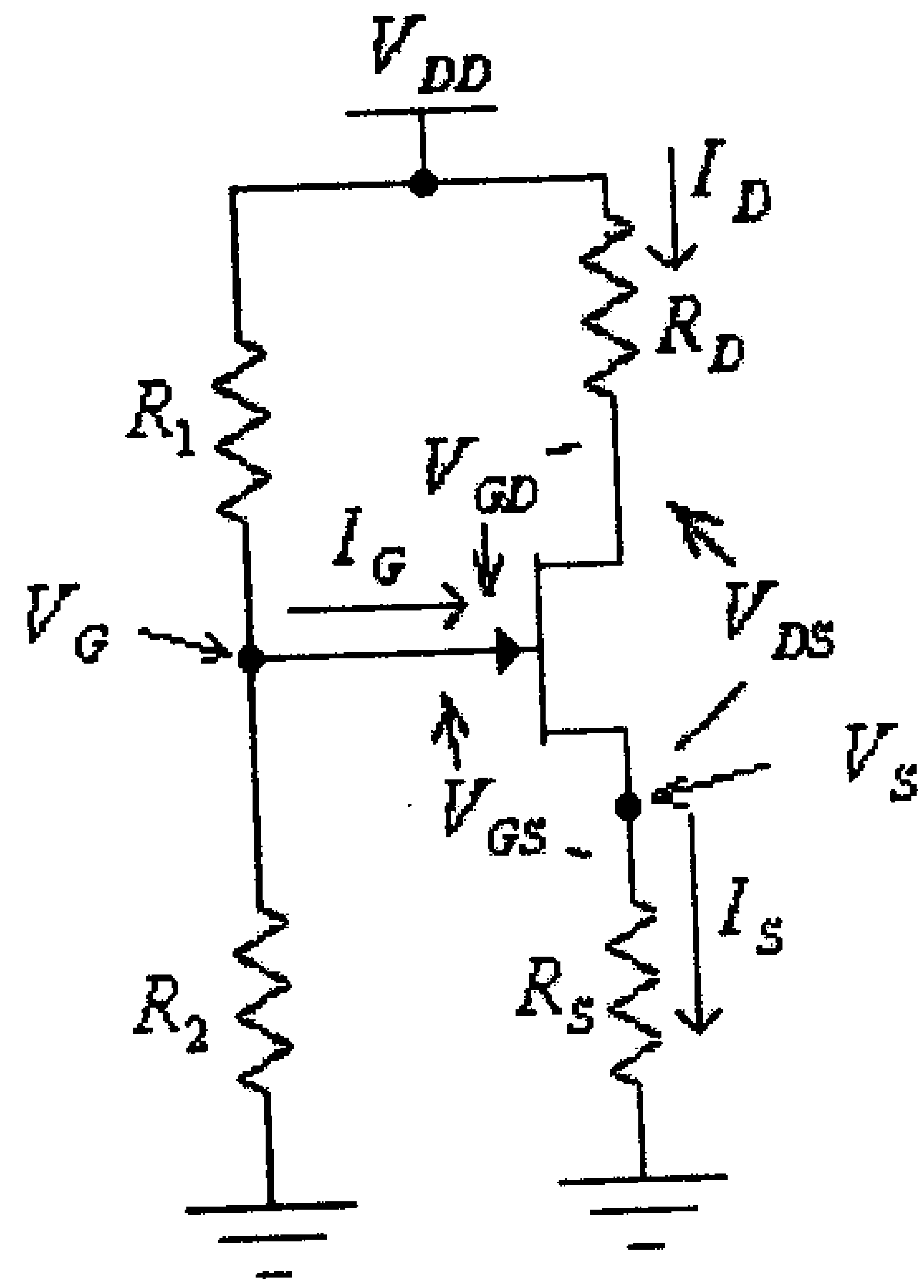
6.4 دوائر إنحياز مجزىء الفولطية لترانزيستورات الـــ JFET (Voltage-divider bias circuit for JFET transistors)

الدائرة التالية تبين دائرة تضخيم بإنحياز مجزىء الفولطية (voltage-divider) بإستخدام ترانزيستور من النوع n-channel JFET.



شكل (12)

في هذه الدائرة، وكما في حالة دوائر الإنحياز الأخرى، وحيث أن المكثفان C_1 و C_2 يشكلان دائرة مفتوحة للتيار المستمر فإن الدائرة المكافئة للدائرة أعلاه ستكون كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (13)

في هذه الدائرة فإن تيار البوابة I_G يساوي صفراً والمقاومتان R_1 و R_2 تشكلان مجزىء فولطية، أي أن:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2}$$

وجهد المصدر، V_S، هو:

$$V_S = I_S.R_S = I_D.R_S$$

وبالتالي، فإن فرق الجهد (الفولطية) بين البوابة والمصدر هي:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_G - I_D.R_S}{V_P}\right)^2$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية يمكن أيجاد قيمة تيار المصرف I_D .

ويمكن كذلك أيجاد قيمة تيار المصرف I_D بإيجاد نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة الخطية رقم (1) مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور.

وكما في حالة دائرة الإنحياز الذاتي، فإن:

$$V_{DD} - I_D.R_D - V_{DS} - I_S.R_S = 0$$

ومنها:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D - I_S.R_S$$

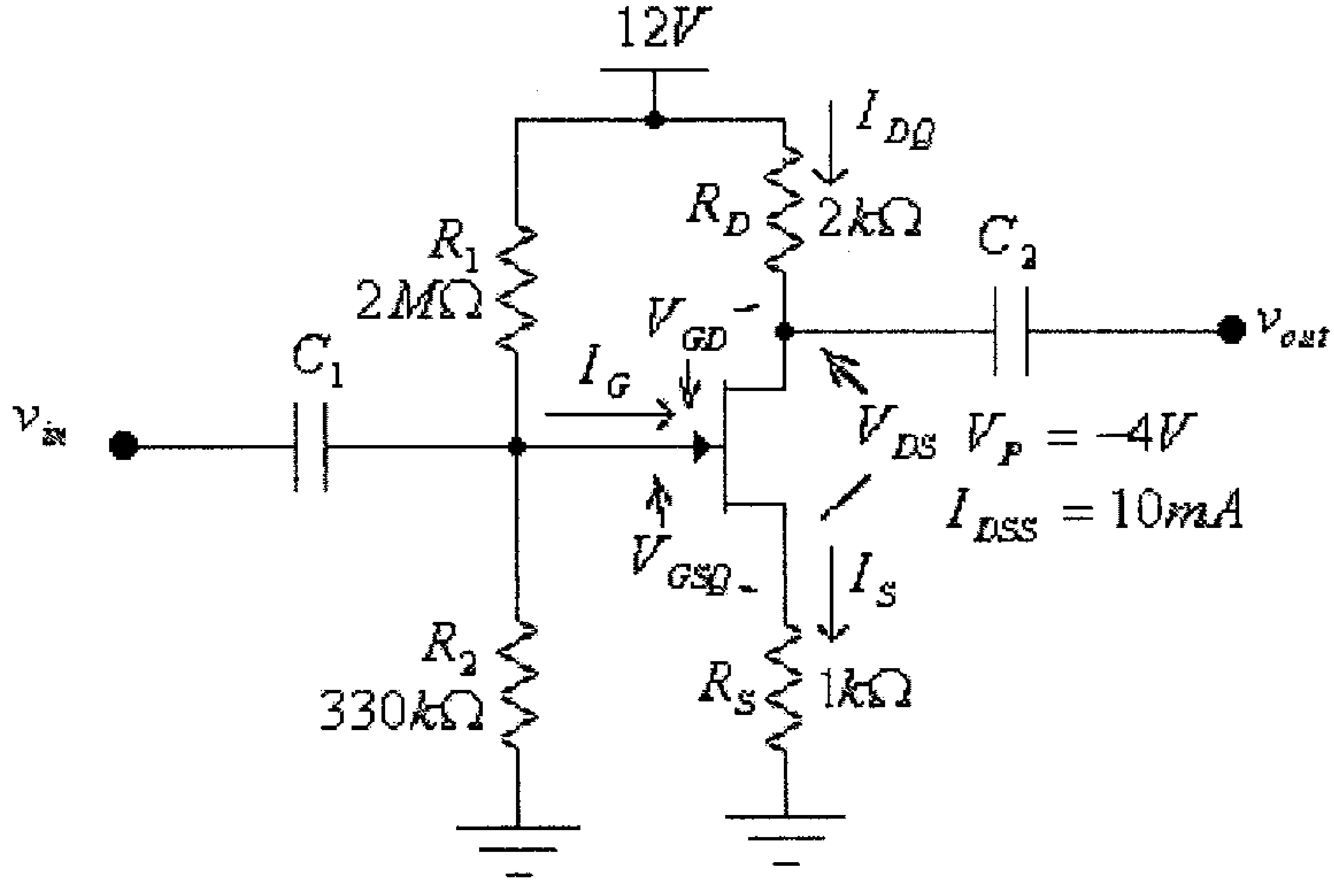
ولكون:

$$I_D = I_S$$

فإن:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S)$$

مثال (3): لدائرة إنحياز مجزيء الفولطية (voltage-divider biasing circuit) التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} ، V_{GSQ} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (14)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(12).(330x10^3)}{330x10^3 + 2x10^6} = 1.7V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.7 - 1000I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{1.7 - 1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{1.7}{4} - \frac{1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}(1.425 - 250I_{DQ})^2$$

$$625I_D{}^2 - 8.125I_D + 0.0203 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 9.6mA$$
$$I_{DQ2} = 3.4mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.7 - 1000I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_D.R_S = 1.7 - 1000I_{DQ1} = 1.7 - 1000(9.6x10^{-3}) = -7.9V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.4mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ}.R_S = 1.7 - 1000(3.4x10^{-3}) = -1.7V$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DQ}.(R_D + R_S) = 12 - 3.4x10^{-3}(2x10^3 + 1x10^3) = 1.8V$$

$$V_S = I_{DQ}.R_S = 3.4x10^{-3}(1x10^3) = 3.4V$$

$$V_D = V_{DD} - I_{DQ}.R_D = 12 - 3.4x10^{-3}(2x10^3) = 5.2V$$

أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = 3.4 + 1.8 = 5.2V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور، وذلك كما هومبين في شكل (10) السابق.

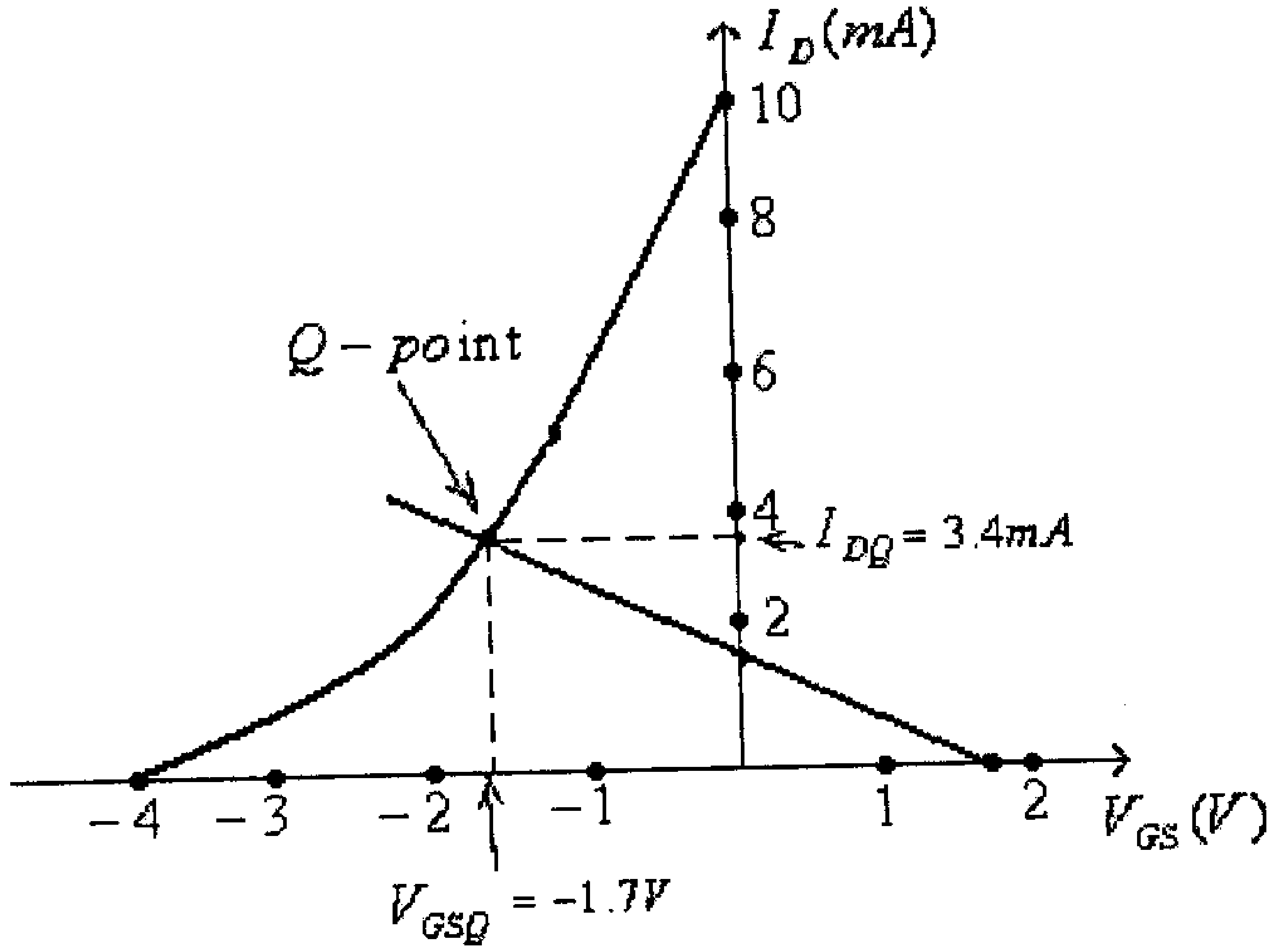
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_G - I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = 1.7 - 1000I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 1.7V$، وكذلك عند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = 1.7mA$.

(أنظر الشكل التالي).



شكل (15)

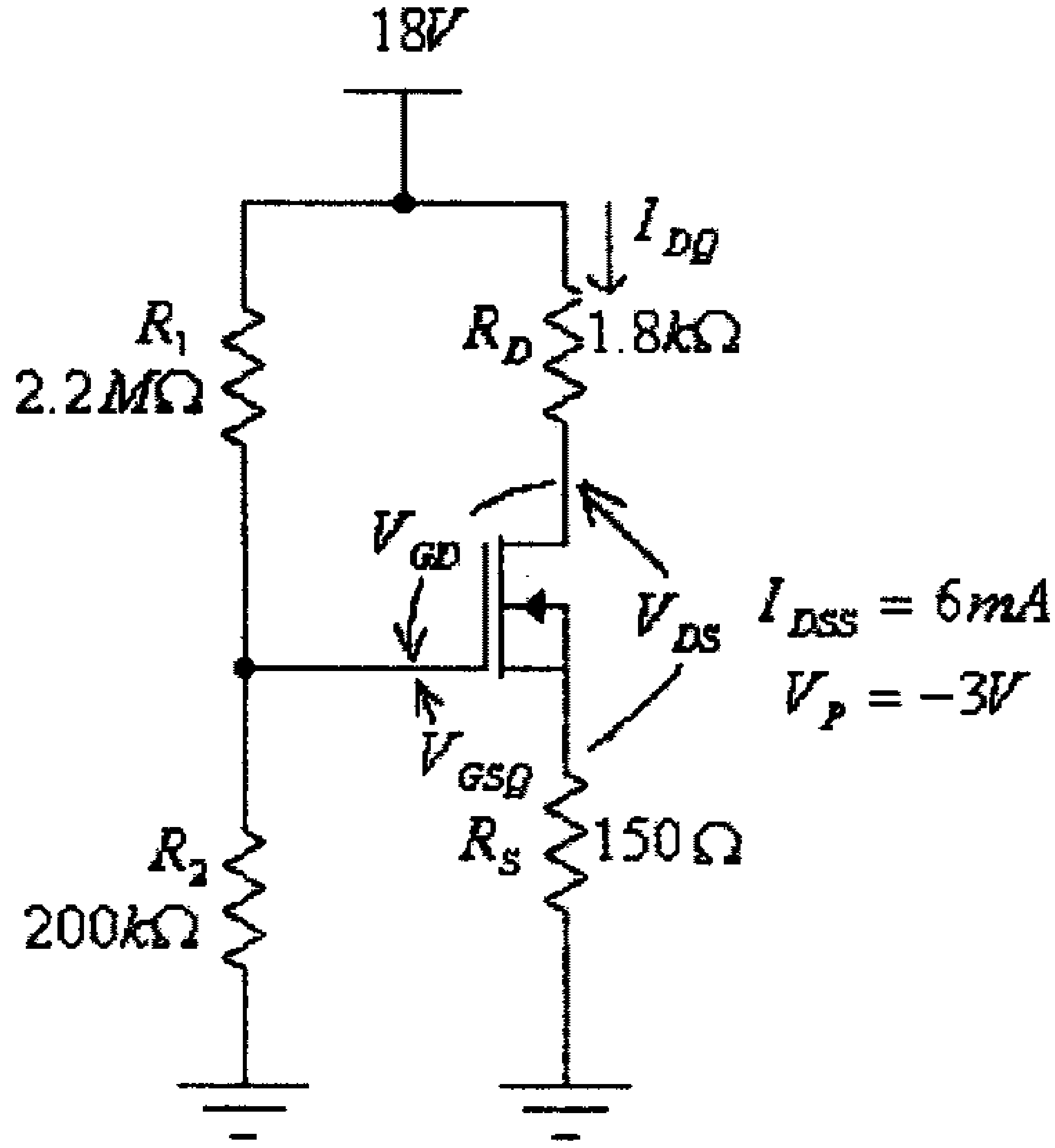
- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الــ $Q-po\text{int}$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 3.4mA$$
$$V_{GSQ} = -1.7V$$

6.5 دوائر إنحياز الترانزيستورات من النوع Depletion-type MOSFET

لمّا كانت خواص هذا النوع من الترانزيستورات تشبه خواص الترانزيستورات من النوع JFET فإن ما تم شرحه سابقاً من دوائر الإنحياز المختلفه لترانزيستورات ال JFET يمكن تطبيقه على هذه الترانزيستورات، مع مراعاة أن قيم تيار المصرف (I_D) في هذه الترانزيستورات يمكن أن تكون أعلى من القيمة I_{DSS} وأن الفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS} يمكن أن تكون موجبة.

مثال (4): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من V_{GSQ} ، I_{DQ} ، V_{DS} و V_{GD}.



شكل (16)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(18).(200x10^3)}{2.2x10^6 + 200x10^3} = 1.5V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1 + \frac{1.5 - 150I_{DQ}}{3}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1 + \frac{1.5}{3} - \frac{150I_{DQ}}{3}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1.5 - 50I_{DQ}\right)^2$$

$$15I_{DQ}{}^2 - 1.9I_{DQ} + 0.0135 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 119.1mA$$
$$I_{DQ2} = 7.6mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 150I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1}.R_S = 1.5 - 119.1x10^{-3}(150) = -16.36V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 7.6mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_{DQ}.R_S = 1.5 - 7.6x10^{-3}(150) = 0.36V$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DQ}.(R_D + R_S) = 18 - 7.6x10^{-3}(1.8x10^3 + 150) = 3.18V$$

و:

$$V_D = V_{DD} - I_{DQ}.R_D = 18 - 7.6x10^{-3}(1800) = 4.32V$$

و:

$$V_{GD} = V_G - V_D = 1.5 - 4.32 = -2.82V$$

أو من كون أن:

$$V_{DS} + V_{GD} - V_{GS} = 0$$

نجد أن:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = 0.36 - 3.18 = -2.82$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن لهذا الترانزيستور:

$$V_P = -3V$$
$$I_{DSS} = 6mA$$

يمكن كذلك أيجاد نقطتين ثانيتين على المنحنى الذي يمثل خاصية النقل، فعند:

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -1.5V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 6x10^{-3}\left(1-\frac{-1.5}{-3}\right)^2 = 1.5x10^{-3}A = 1.5mA$$

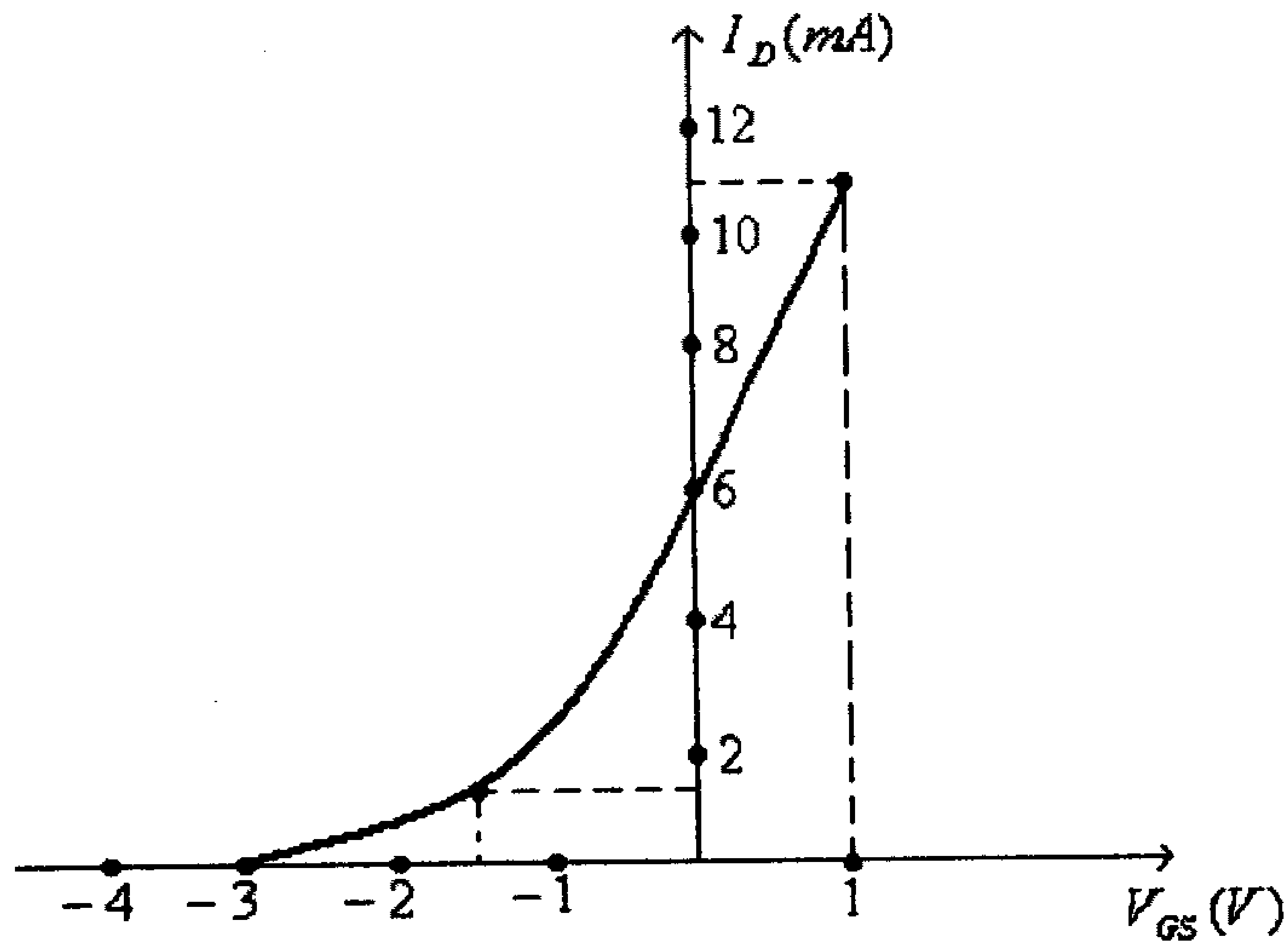
وعند:

$$V_{GS} = 1V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 6x10^{-3}\left(1+\frac{1}{3}\right)^2 = 10.7x10^{-3}A = 10.7mA$$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (17)

- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_G - I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = 1.5 - 150 I_D$$

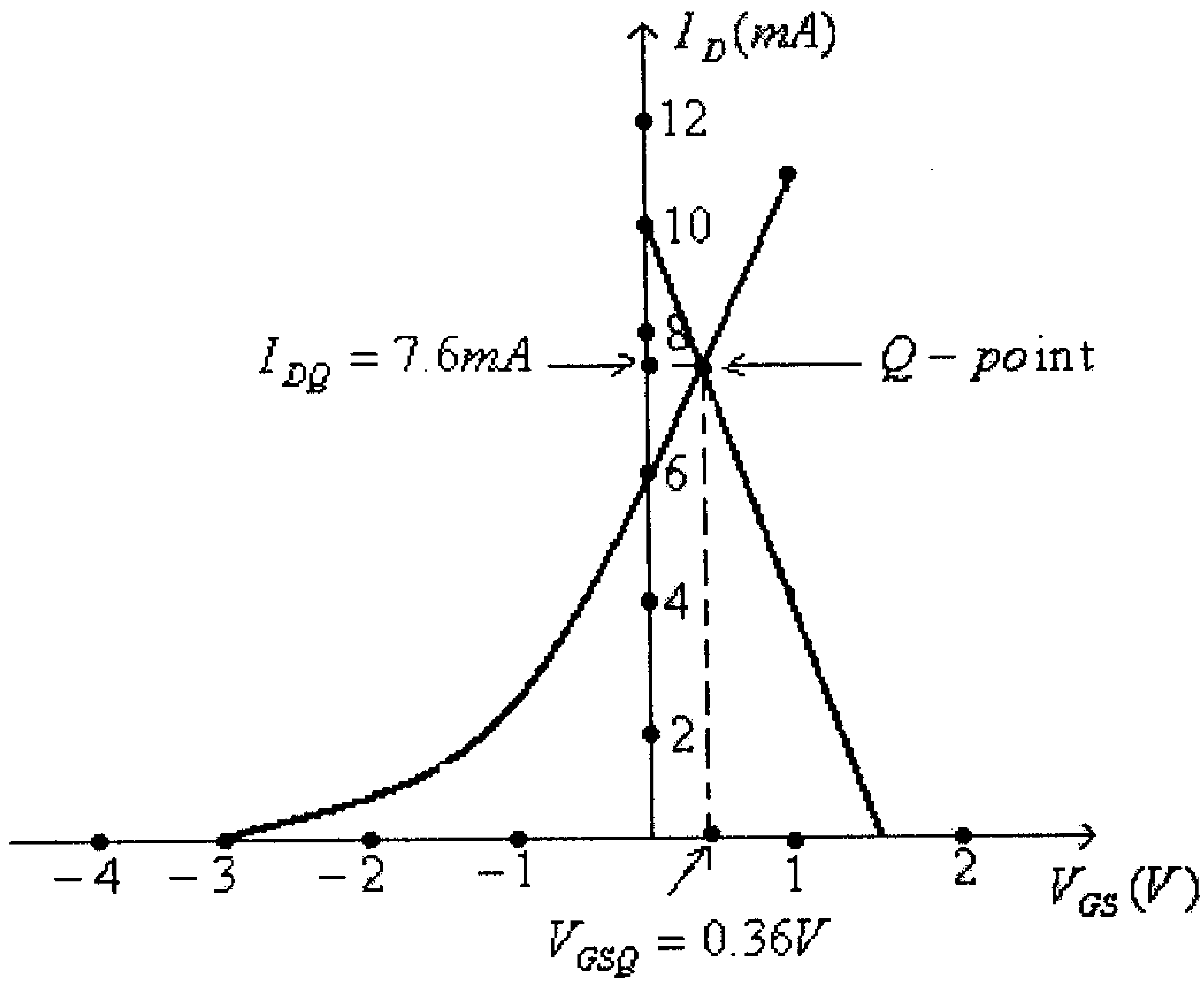
وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم، فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن:

$$V_{GS} = 1.5V$$

وكذلك عند $V_{GS} = 0V$ فإن:

$$I_D = \frac{1.5}{150} = 0.01A = 10mA$$

(أنظر الشكل التالي).



شكل (18)

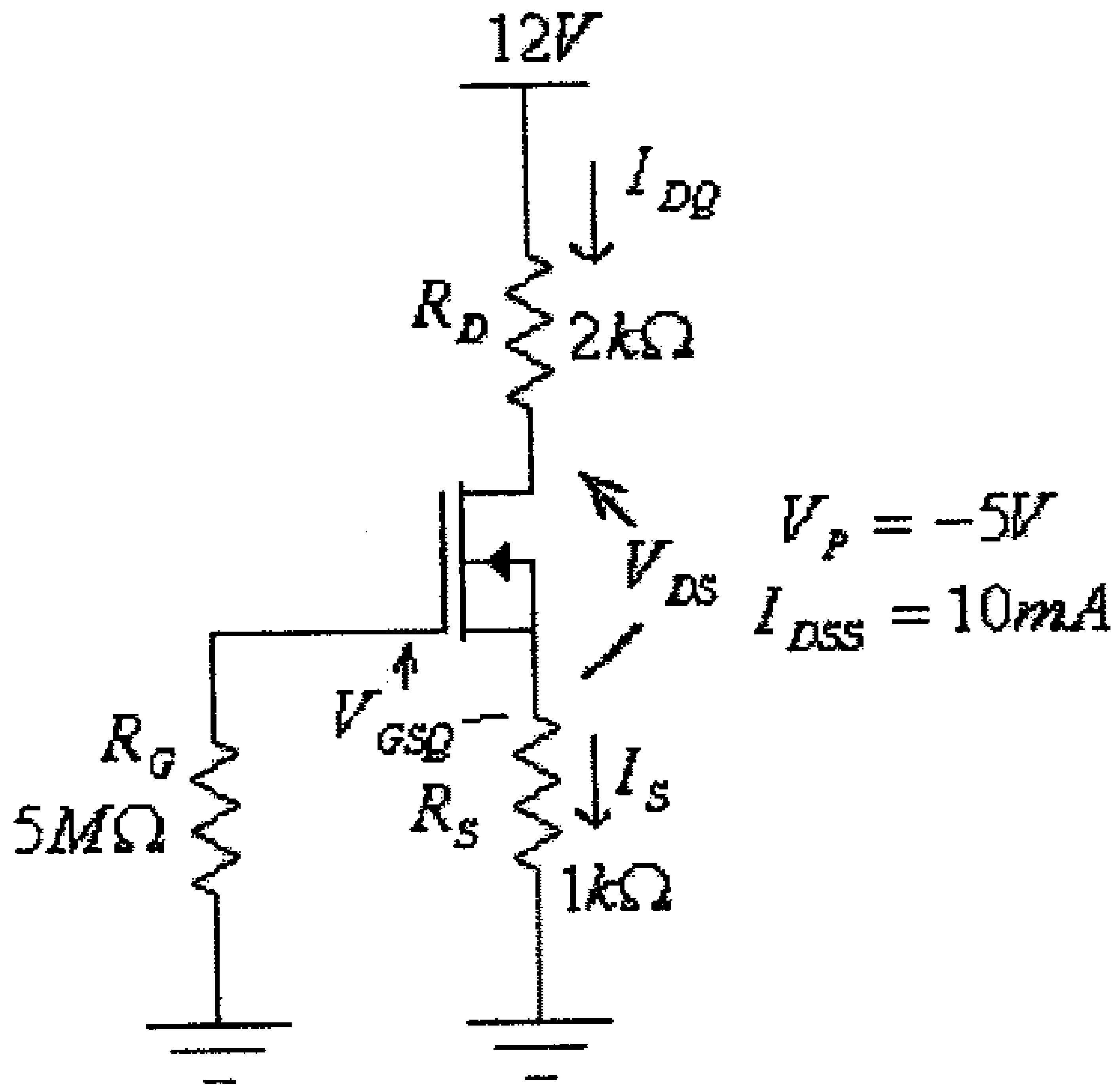
- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q - point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 7.6mA$$

$$V_{GSQ} = 0.36V$$

ويمكن الآن إيجاد باقي القيم المطلوبة.

مثال (5): لدائرة الإنحياز الذاتي التالية، أوجد قيمة كل من:
I_{DQ} ، V_{GSQ} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (19)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley، نجد:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - \frac{1000 I_{DQ}}{5}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 - 200 I_{DQ}\right)^2$$

أي أن:

$$400I_{DQ}^{2}-5I_{DQ}+0.01=0$$

ومنها:

$$I_{DQ1}=10mA$$

$$I_{DQ2}=2.5mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GSQ}=-I_{DQ}.R_S=-1000.I_{DQ}$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GSQ1}=-I_{DQ1}.R_S=-1000.I_{DQ1}=-1000(10x10^{-3})=-10V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ}=I_{DQ2}=2.5mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ}=-I_{DQ}.R_S=-2.5x10^{-3}(1x10^{3})=-2.5V$$

$$V_{DS}=V_{DD}-I_D.(R_D+R_S)=12-2.5x10^{-3}(2x10^{3}+1x10^{3})=4.5V$$

$$V_S=I_D.R_S=2.5x10^{-3}(1x10^{3})=2.5V$$

$$V_D=V_{DD}-I_D.R_D=12-2.5x10^{-3}(2x10^{3})=7V$$

أو:

$$V_D=V_S+V_{DS}=2.5+4.5=7V$$

$$V_G=0V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن لهذا الترانزيستور:

$$V_P = -5V$$
$$I_{DSS} = 10mA$$

يمكن أيجاد نقطتين على المنحنى الذي يمثل خاصية النقل، فعند:

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2.5V$$

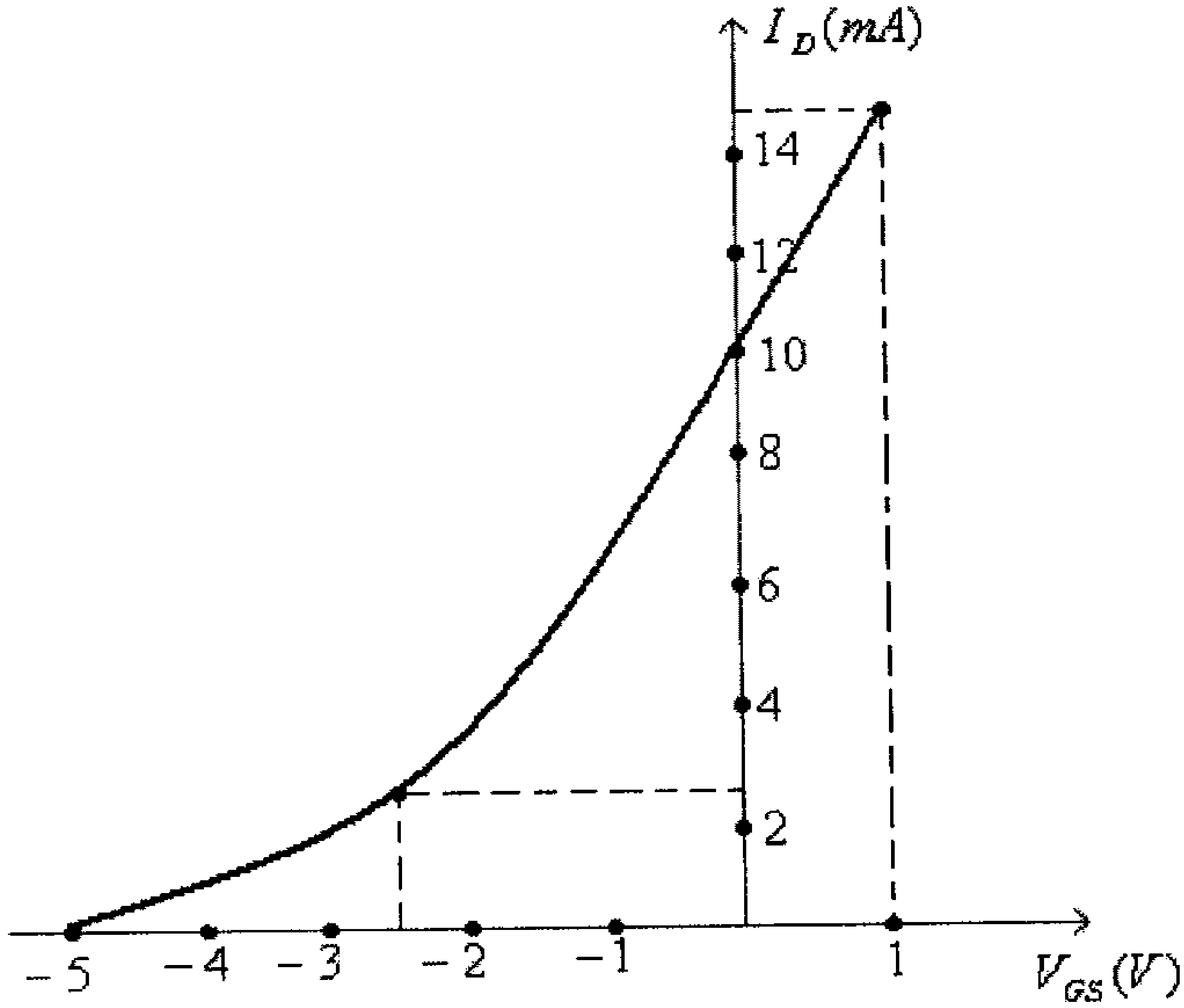
فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1-\frac{-2.5}{-5}\right)^2 = 2.5x10^{-3}A = 2.5mA$$

وعند $V_{GS} = 1V$، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1+\frac{1}{5}\right)^2 = 14.4x10^{-3}A = 14.4mA$$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما هو في الشكل التالي.



شكل (20)

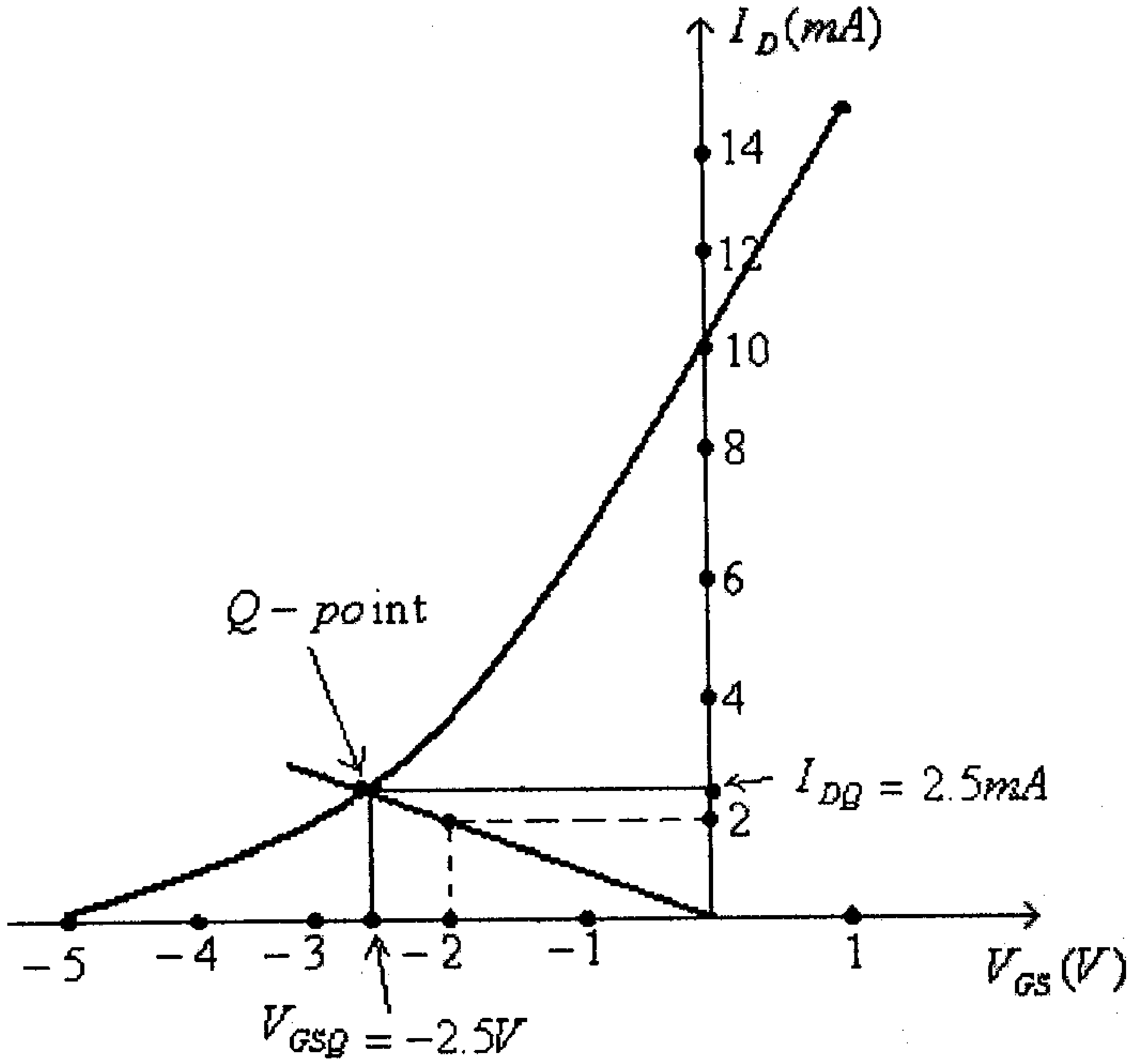
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS}=-I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS}=-1000I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D=0A$ فإن $V_{GS}=0V$، وكذلك عند $I_D=2mA$ فإن $V_{GS}=-2V$.

(أنظر الشكل التالي).



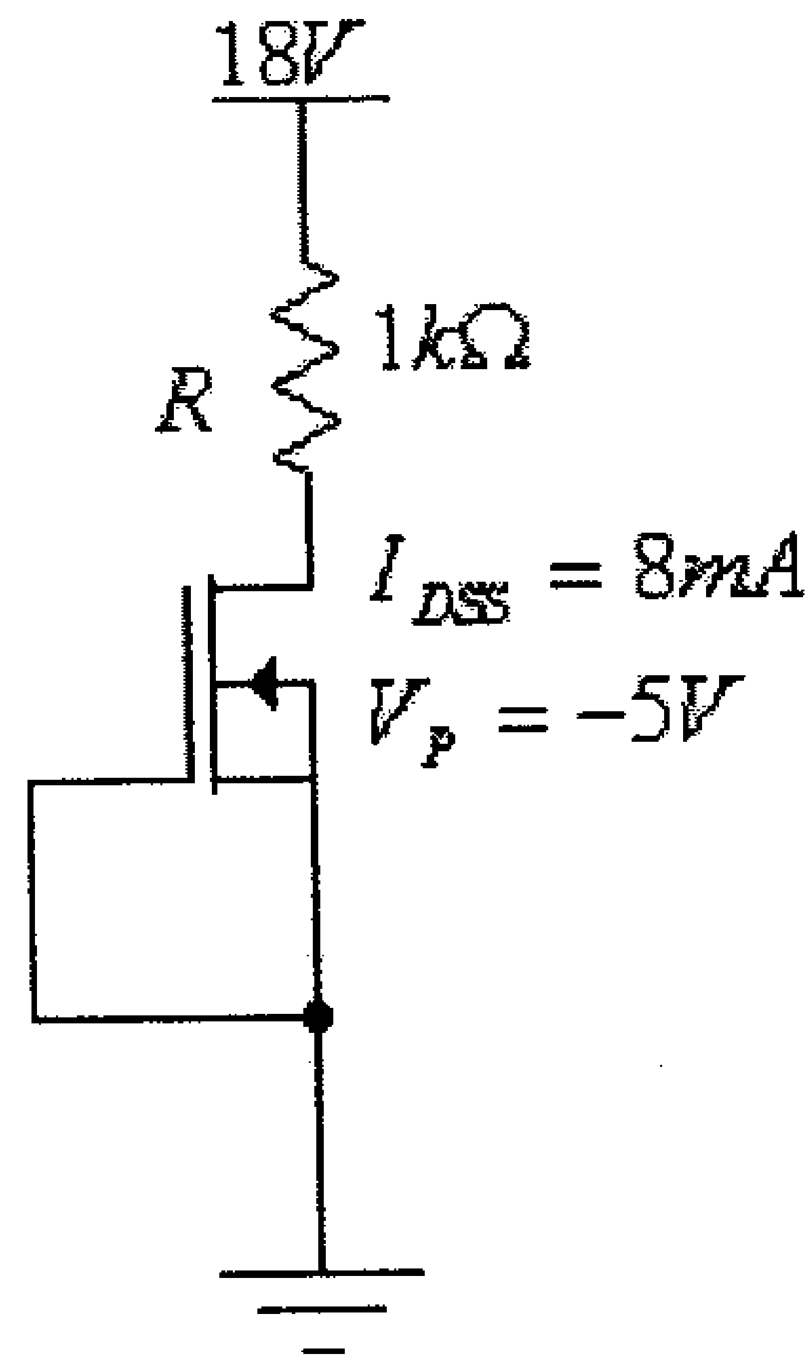
شكل (21)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ}=2.5mA$$
$$V_{GSQ}=-2.5V$$

وتستطيع الآن ايجاد باقي القيم المطلوبة.

مثال (6):للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_D ، V_{GS} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (22)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = 0V$$

وبالتالي، فإن:

$$I_D = I_S = I_{DSS} = 8mA$$

$$V_S = 0V$$

$$V_D = V_{DD} - R.I_D = 18 - 8x10^{-3}(1x10^3) = 10V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 10 - 0 = 10V$$

$$V_G = V_S = 0V$$

6.6 دوائر إنحياز الترانزيستورات من النوع
Enhancement-type MOSFET

في البداية وقبل دراسة دوائر الإنحياز لهذا النوع من الترانزيستورات لا بد من التذكير بخاصية النقل (transfer characteristic) لها. فللترانزيستورات من النوع n-channel enhancement-type MOSFET، فإن العلاقة بين تيار المصرف I_D والفولطية بين البوابة والمصدر V_{GS}، هي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

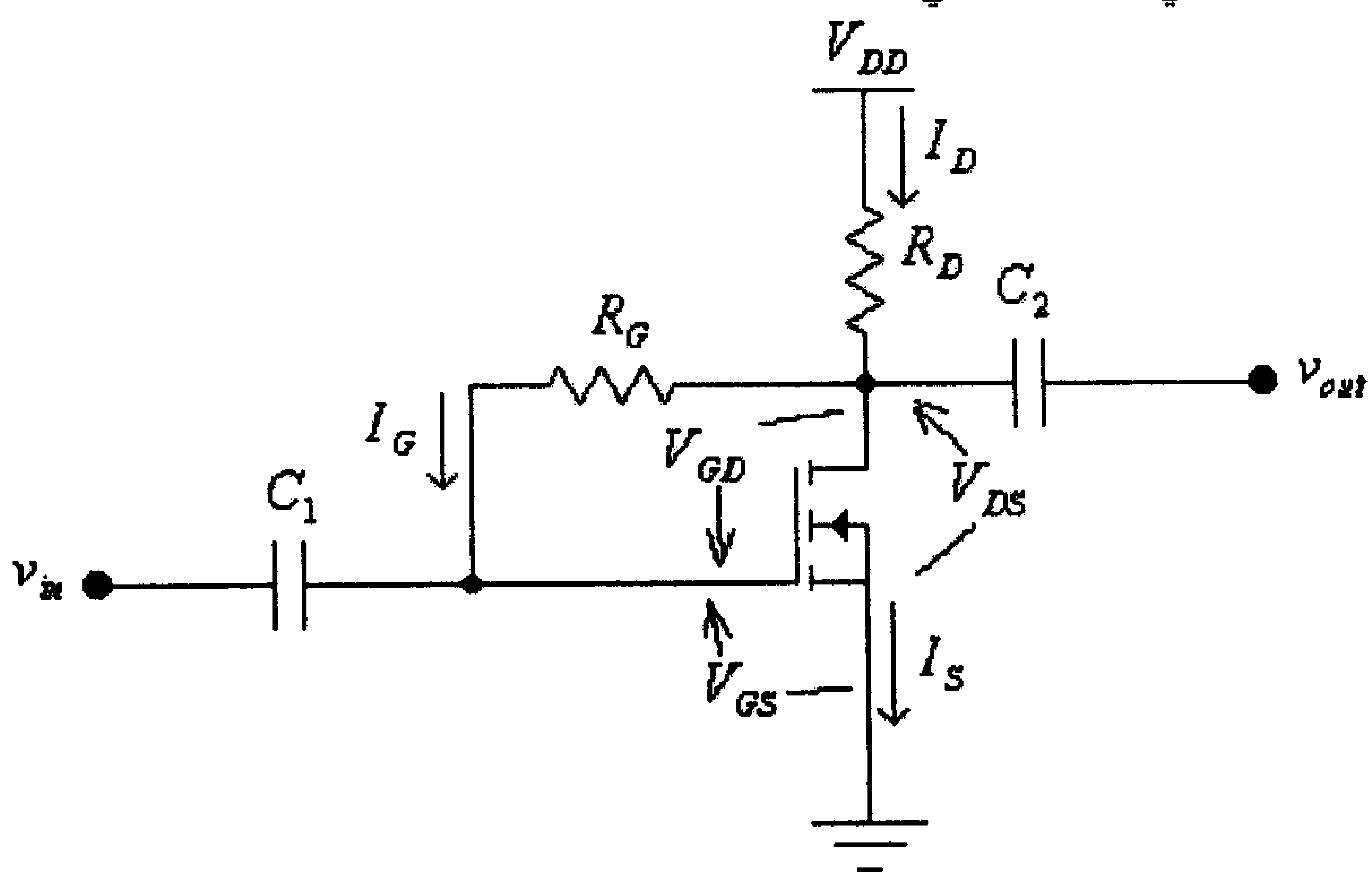
وهذه العلاقة يمكن تطبيقها عندما تكون V_{GS} أكبر من V_T، أما عندما تكون V_{GS} أقل من V_T فإن تيار المصرف I_D يكون صفراً.

وسنقوم الآن بدراسة دائرتين من أكثر دوائر إنحياز هذه الترانزيستورات أنتشاراً هما:

- دائرة الإنحياز بتغذية راجعة (feedback biasing circuit).
- دائرة إنحياز مجزىء الفولطية (voltage-divider biasing circuit).

<u>دائرة الإنحياز بتغذية راجعة (Feedback biasing circuit)</u>

هذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (23)

في هذه الدائرة:

$$V_{GD} + I_G . R_G = 0V$$

ولكن:

$$I_G = 0A$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GD} = 0$$

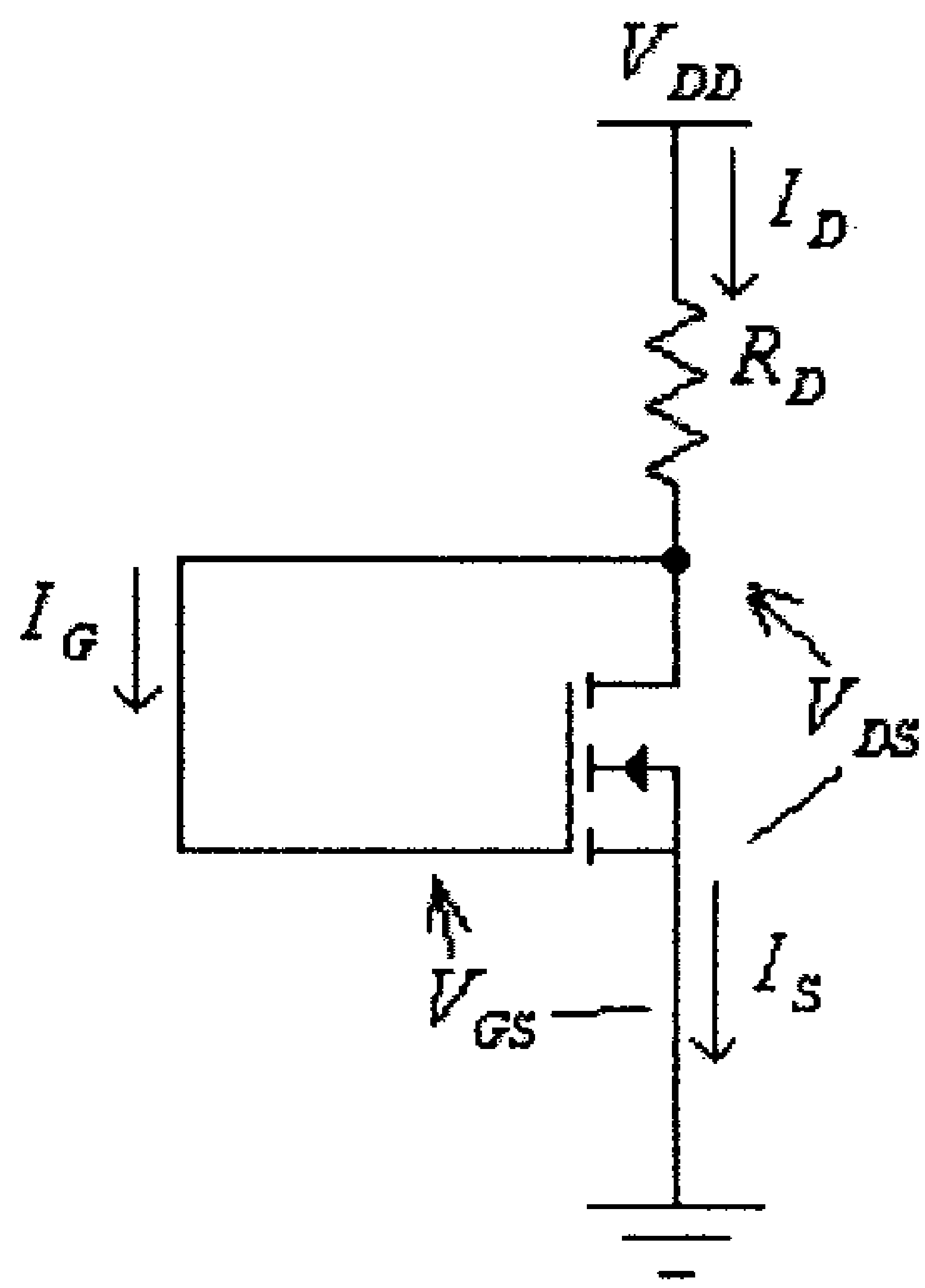
أي أن:

$$V_G - V_D = 0$$

أو

$$V_G = V_D$$

أي أن طرفي الترانزيستور، البوابة والمصرف، لهما جهدين متساويين، وبالتالي يمكن إعتبار أن هذين الطرفين موصولين مع بعضهما، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (24)

في هذه الدائرة، وبما أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

ولكن، وكما ذكر سابقاً:

$$V_G = V_D$$

فإن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_D - V_S = V_{DS}$$

وكذلك، لمخرج هذه الدائرة:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D$$

أي أن:

$$V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور، وهي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

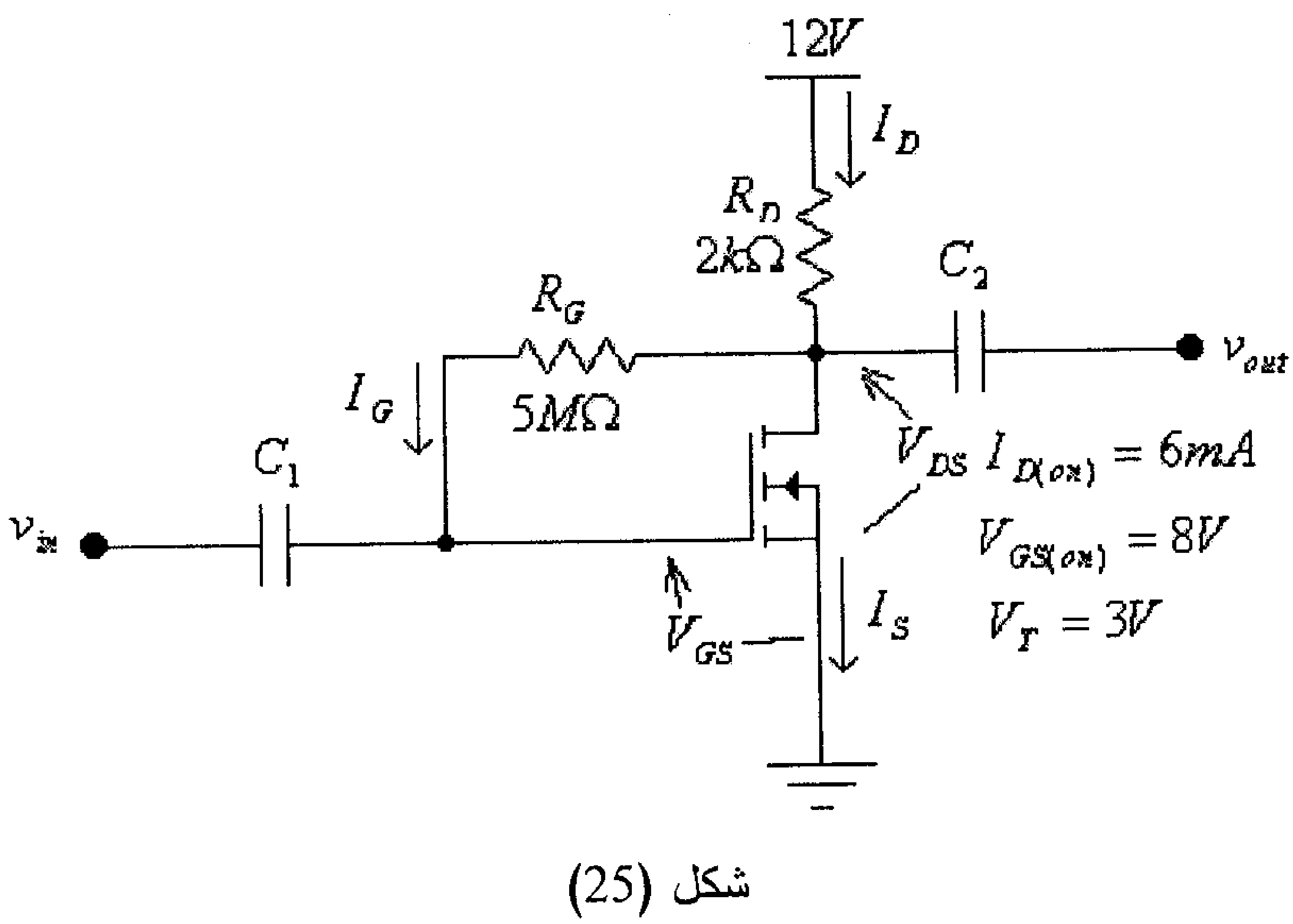
نجد أن:

$$I_D = k(V_{DD} - I_D.R_D - V_T)^2$$

وبحل هذه المعادلة يمكن أيجاد قيمة تيار المصرف I_D، وبالتالي أيجاد باقي القيم في هذه الدائرة.

ويمكــن كذلك إيجــاد قيمة تيار المصرف I_D من نقطة تقاطع منحنى خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور والخط المستقيم الذي يمثل المعادلة $V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D$.

مثال (7): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_{DQ} و V_{DS}.



شكل (25)

الحل:

من معطيات الترانزيستور، نستطيع تحديد قيمة المعامل k له. فمن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

وبتعويض معطيات الترانزيستور المبينة في الشكل في هذه المعادلة، نجد:

$$k = \frac{6x10^{-3}}{(8-3)^2} = 2.4x10^{-4}\,A/V^2$$

أي أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(V_{GS} - 3)^2$$

في هذه الدائرة:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.R_D$$

ولكن:

$$V_{DS} = V_{GS}$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D = 12 - 2000I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في خاصية النقل (transfer characteristic) المذكورة أعلاه، نجد:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(12 - 2000I_D - 3)^2$$

أو:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(9 - 2000I_D)^2$$

ومنها:

$$960{I_D}^2 - 9.64I_D + 0.0194 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 7.2mA$$
$$I_{DQ2} = 2.8mA$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في المعادلة:

$$V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D = 12 - 2000I_D$$

نجد:

$$V_{GS1} = V_{DD} - I_{DQ1}.R_D = 12 - 7.2x10^{-3}(2000) = -2.4V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_T (بل حتى سالبة) ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.8mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{DS} = 12 - 2.8x10^{-3}(2000) = 6.4V$$

و:

$$V_{GSQ} = V_{DS} = 6.4V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

أ) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور، وكما تم إيجادها سابقاً، هي:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(V_{GS} - 3)^2$$

يمكن أيجاد قيم التيار I_D عند قيم مختلفة لــ V_{GS}.

- فعند $V_{GS} = 3V$، فإن:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(3 - 3)^2 = 0A$$

- وعند $V_{GS} = 6V$، فإن:

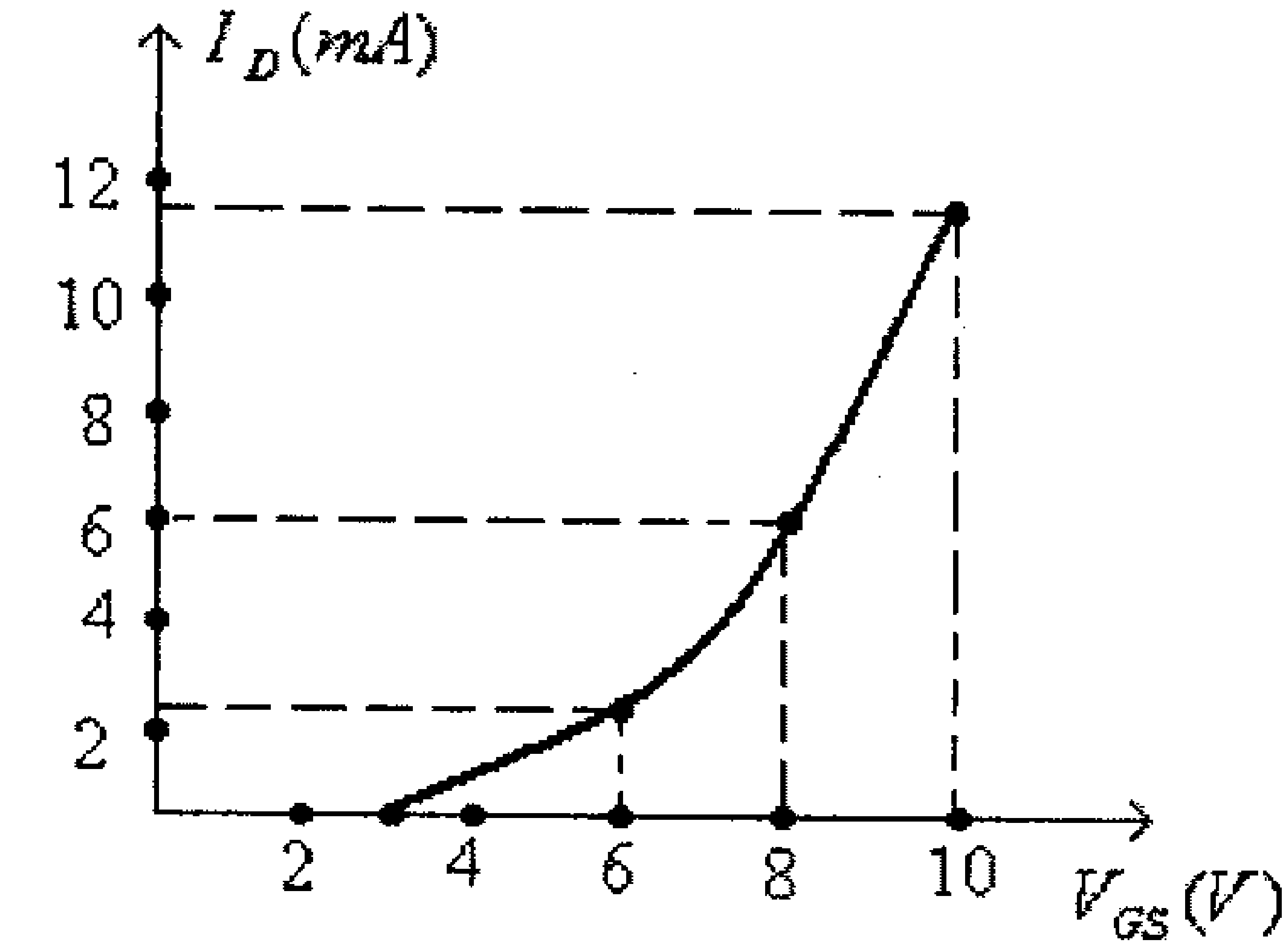
$$I_D = 2.4x10^{-4}(6 - 3)^2 = 0.0022A = 2.2mA$$

- وعند $V_{GS} = 10V$، فإن:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(10 - 3)^2 = 0.0118A = 11.8mA$$

- وكذلك من المعطيات، نعرف أنه عند $V_{GS} = 8V$ فإن $I_D = 6mA$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما في الشكل التالي.



شكل (26)

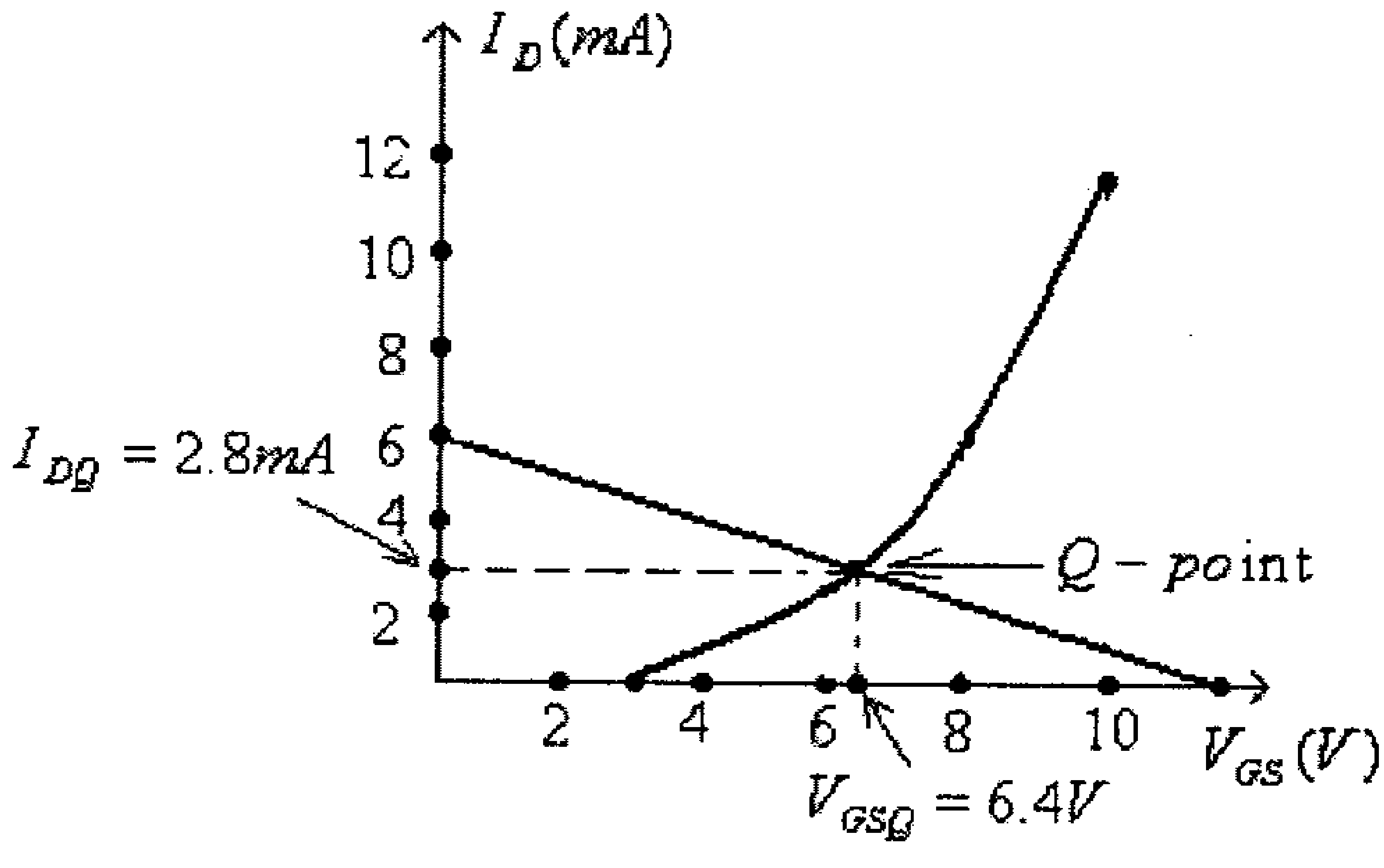
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_{DD} - I_D.R_D$، أي:

$$V_{GS} = 12 - 2000I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 12V$، وعند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = 6mA$.

(أنظر الشكل التالي).



شكل (27)

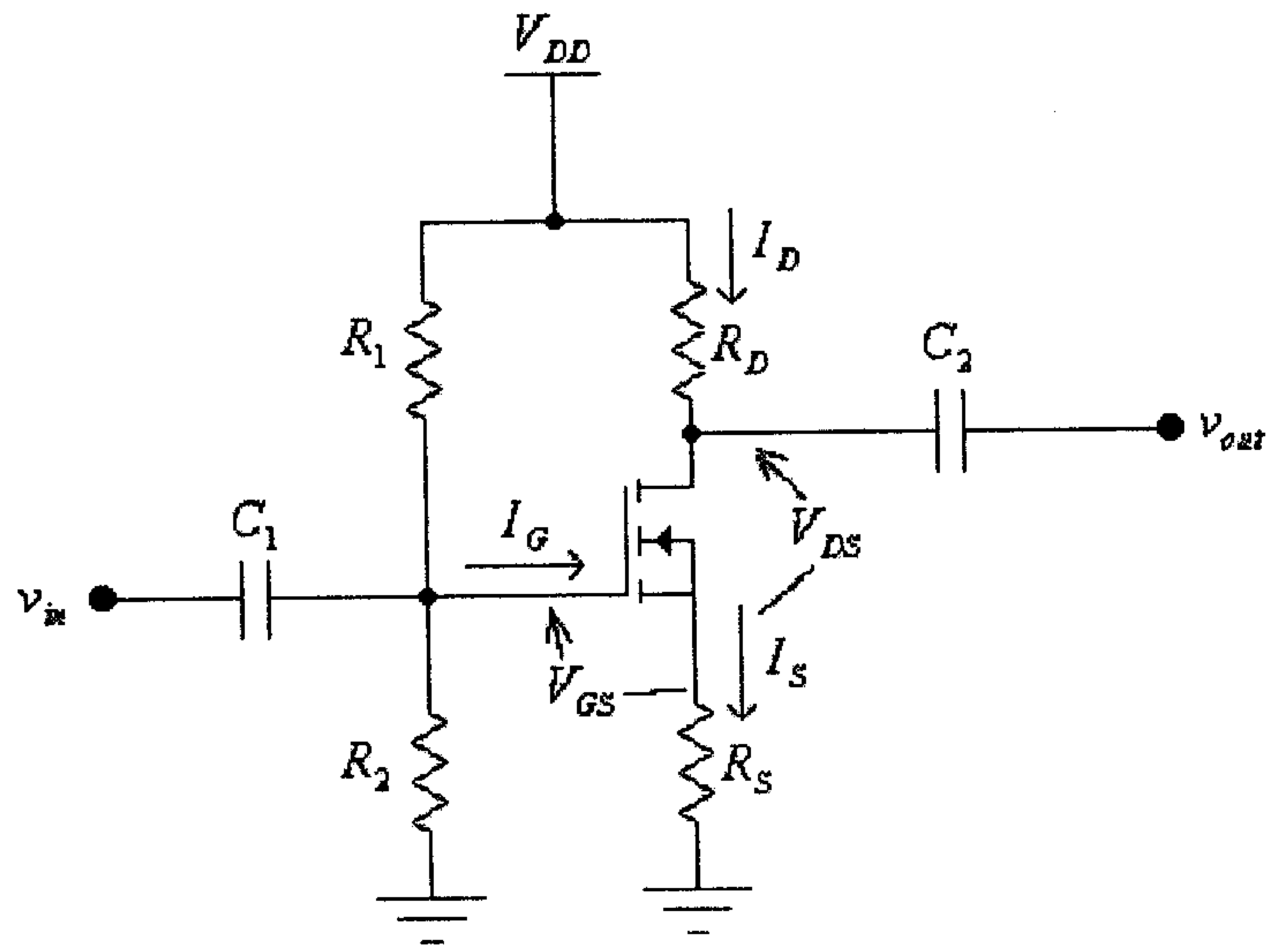
- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانزيستور ستكون نقطة العمل، أي الـ $Q - point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 2.8mA$$

$$V_{GSQ} = 6.4V$$

دائرة إنحياز مجزيء الفولطية (voltage-divider biasing circuit)

هذه الدائرة مبينة في الشكل التالي.



شكل (28)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2}$$

و:

$$V_S = I_S.R_S = I_D.R_S$$

وبالتالي فإن فرق الجهد (الفولطية) بين البوابة والمصدر هو:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور، وهي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

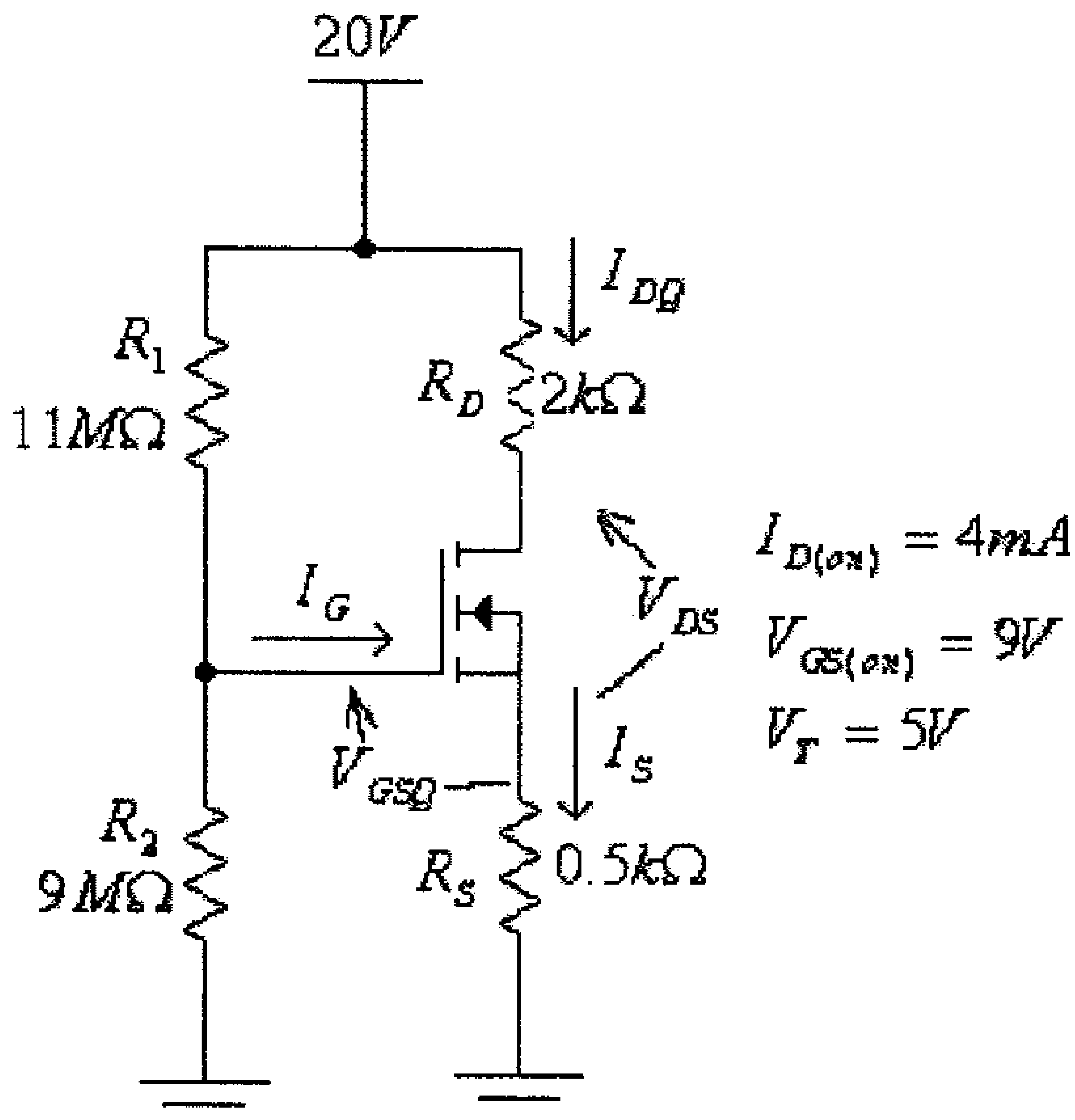
نجد أن:

$$I_D = k(V_G - I_D.R_S - V_T)^2$$

وبحل هذه المعادلة يمكن أيجاد قيمة تيار المصرف I_D، وبالتالي أيجاد باقي القيم في هذه الدائرة.

ويمكـــن كذلك إيجـــاد قيمـــة تيار المصرف I_D من نقطة تقاطع منحنى خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور والخط المستقيم الذي يمثل المعادلة $V_{GS} = V_G - I_D.R_S$.

مثال (8): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_{DQ} و V_{DS}.



شكل (29)

الحل:

من معطيات الترانزيستور، نستطيع تحديد قيمة المعامل k له. فمن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

وبتعويض معطيات الترانزيستور المبينة في الشكل في هذه المعادلة، نجد:

$$k = \frac{4x10^{-3}}{(9-5)^2} = 2.5x10^{-4}\ A/V^2$$

أي أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(V_{GS} - 5)^2$$

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20(9x10^6)}{11x10^6 + 9x10^6} = 9V$$

و:

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500 I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في خاصية النقل (transfer characteristic) المذكورة أعلاه، نجد:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(9 - 500 I_D - 5)^2$$

أو:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(4 - 500 I_D)^2$$

ومنها:

$$62.5 I_D{}^2 - 2 I_D + 0.004 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 29.9mA$$
$$I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في المعادلة التي تصف قيمة V_{GS}، وهي :

$$V_{GS} = V_G - I_D R_S = 9 - 500 I_D$$

نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_{DQ1} R_S = 9 - 500 I_D = 9 - 500(29.9x10^{-3}) = -5.95V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_T (بل حتى سالبة) ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = V_G - I_{DQ}R_S = 9 - 500(2.1x10^{-3}) = 7.95V$$

و:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DQ}.(R_D + R_S) = 20 - 2.1x10^{-3}(2x10^3 + 0.5x10^3) = 14.75V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

أ) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور، وكما تم إيجادها سابقاً، هي:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(V_{GS} - 5)^2$$

فيمكن أيجاد قيم التيار I_D عند قيم مختلفة لـــ V_{GS}.

- فعند $V_{GS} = 5V$، فإن:

$$I_D = 0A$$

- وعند $V_{GS} = 7V$، فإن:

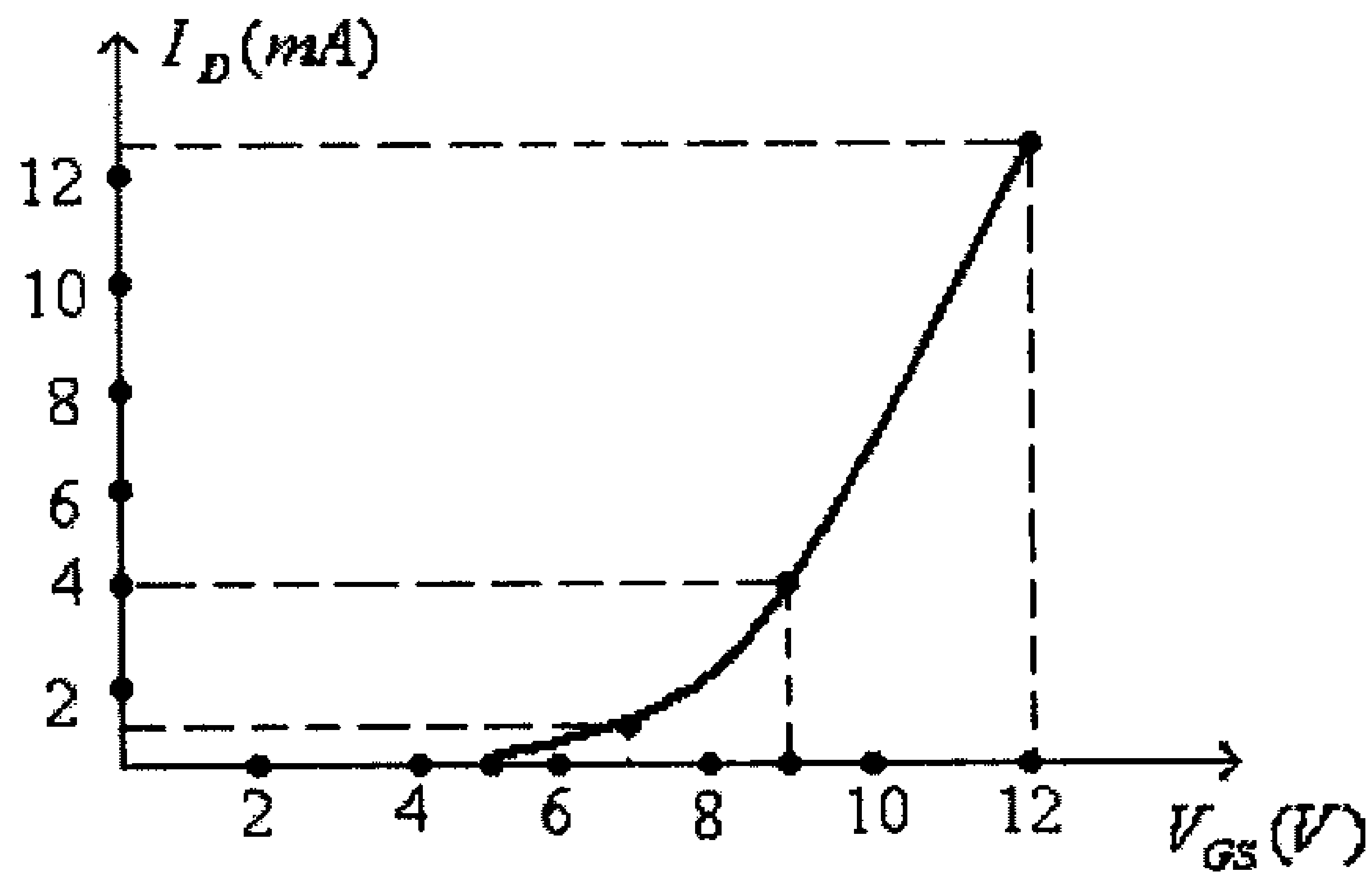
$$I_D = 2.5x10^{-4}(7-5)^2 = 0.001A = 1mA$$

- وعند $V_{GS} = 12V$، فإن:

$$I_D = 2.5x10^{-4}(12-5)^2 = 0.012.3A = 12.3mA$$

- وكذلك من المعطيات، نعرف أنه عند $V_{GS} = 9V$ فإن $I_D = 4mA$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما هو في الشكل التالي.



شكل (30)

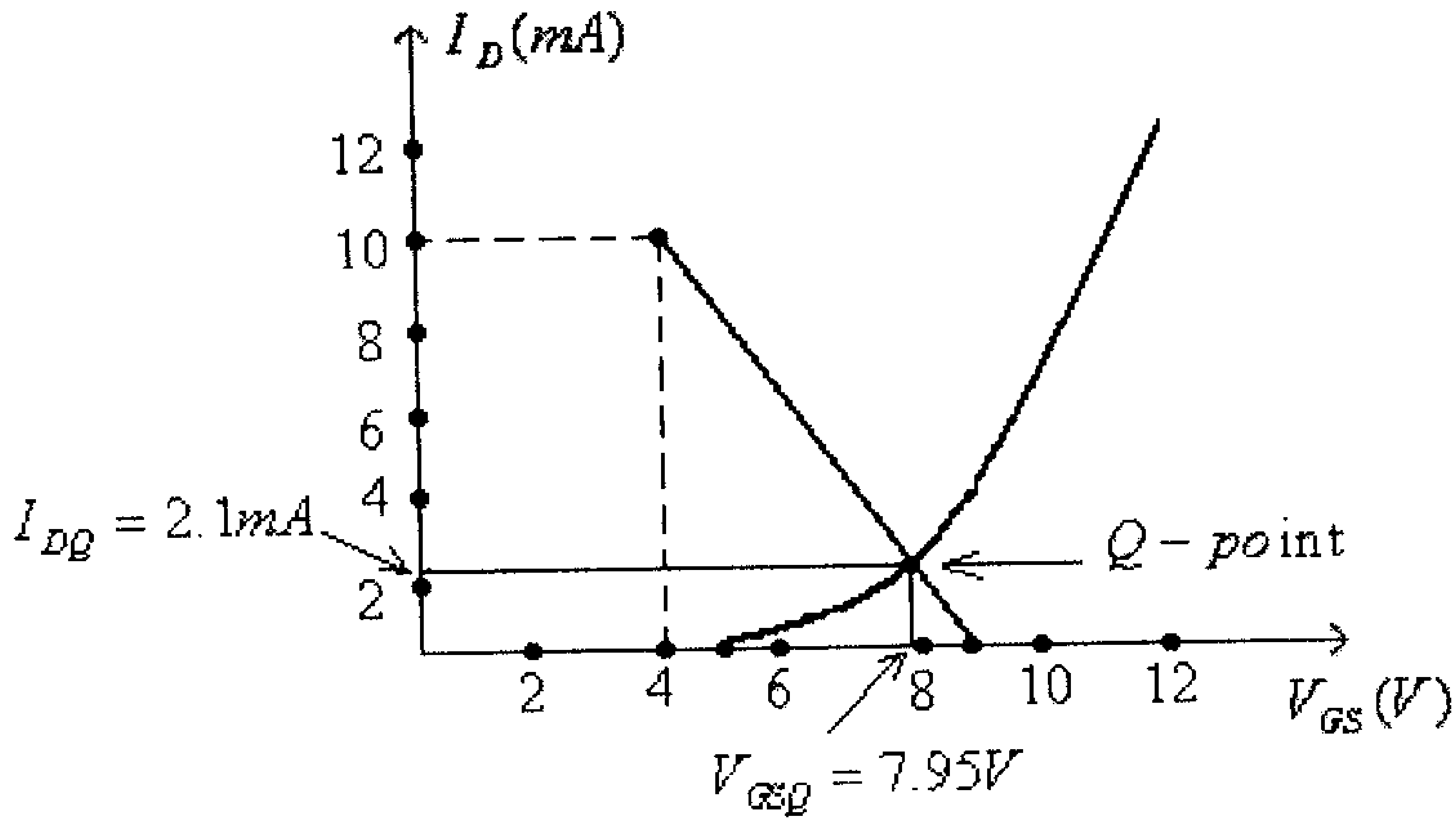
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_G - I_D R_S$، أي:

$$V_{GS} = 9 - 500 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 9V$، وعند $V_{GS} = 4V$ فإن $I_D = 10mA$.

(أنظر الشكل التالي).



شكل (31)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q - point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

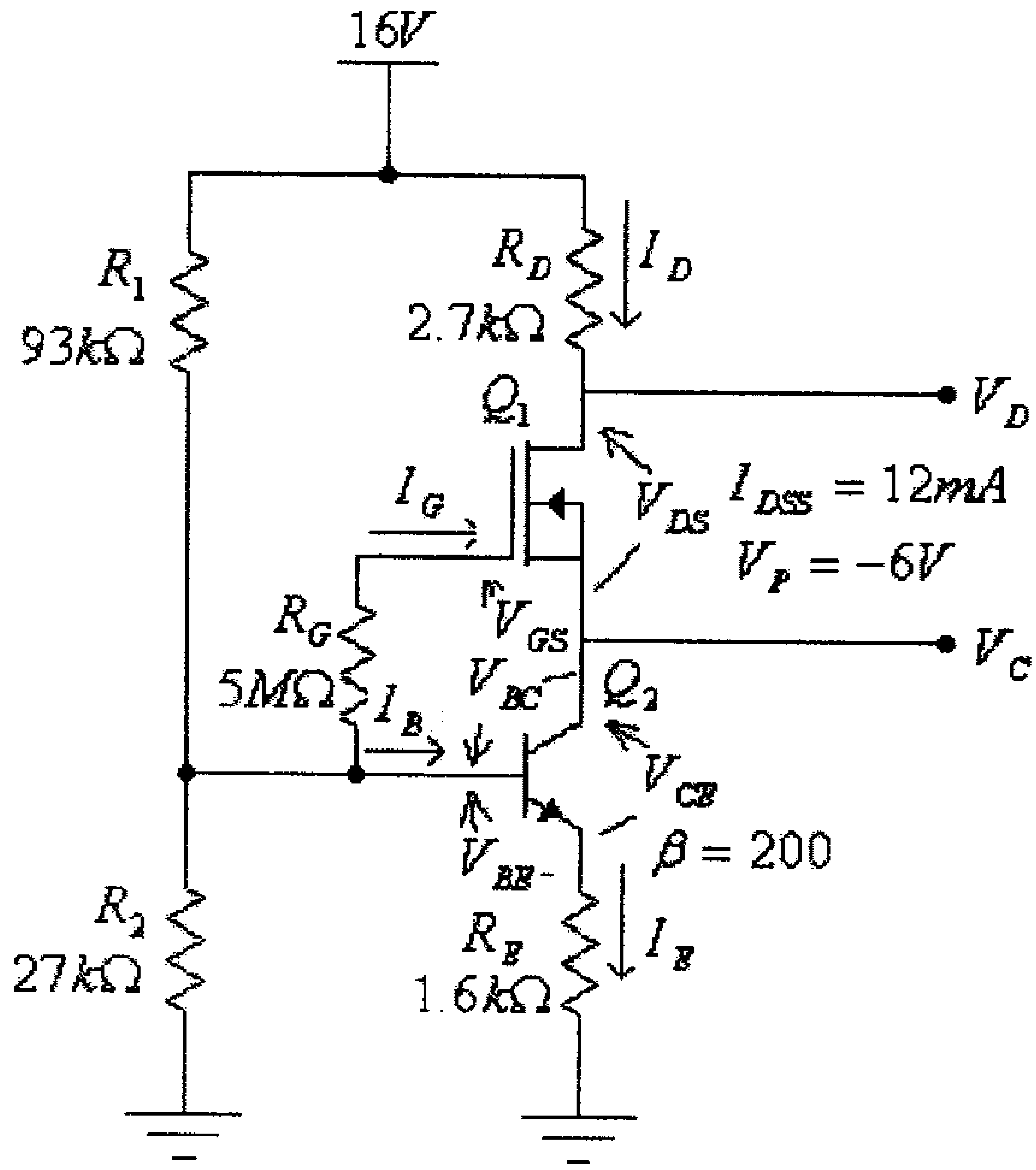
$$I_{DQ} = 2.1mA$$
$$V_{GSQ} = 7.95V$$

6.7 الدوائر المشتركة

ويقصد بالدوائر المشتركة هنا، الدوائر التي تحوي نوعين أو أكثر من ترانزيستورات تأثير المجال (field-effect transistors) وترانزيستورات ثنائية القطبية (bipolar transistors). وتبدأ عملية تحليل مثل هذه الدوائر عادةً، وكما في حالة الدوائر الالكترونية الأخرى، بتحديد

مدخل هذه الدائرة ثم حساب باقي القيم الأخرى للدائرة (الفولطيات والتيارات) من معرفة القيم المدخلية لهذه الدائرة.

مثال (9): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من القيم التالية: V_D ، V_C ، V_{CE} ، V_{DS} ، I_D و I_B



شكل (32)

الحل:

من الواضح في هذه الدائرة أن قيمة تيار القاعدة (I_B) للترانزيستور Q_2 هي التي ستحدد قيمة تياري الباعث (I_E) والمُجمِّع (I_C) له، وبالتالي تيار المصرف للترانزيستور Q_1. أي أنه بمعرفة قيمة تيار القاعدة (I_B) للترانزيستور Q_2 يمكن معرفة باقي القيم في هذه الدائرة.

من الملاحظ أيضاً الترانزيستور Q_2 موصول بدائرة باعث مشترك (common-emitter) وبأنحياز مجزىء فولطية مكون من المقاومتين R_1 و R_2. (يمكنك الرجوع الى الوحدة الرابعة من هذا الكتاب لدراسة كيفية تحليل مثل هذه الدائرة).

ولمّا كان الشرط $\beta.R_E > 10R_2$ محققاً (لأن $200(1.6x10^3) > 10x(27x1^3)$) فيمكن إستخدام الطريقة التقريبية لدراسة إنحياز الترانزيستور Q_2.

في هذه الدائرة:

$$V_B = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{16(27x10^3)}{(93x10^3 + 27x10^3)} = 3.6V$$

وبالتالي، فإن:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3.6 - 0.7 = 2.9V$$

و:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.9}{1.6x10^3} = 0.0018A = 1.8mA$$

وبالتدقيق بهذه الدائرة، تلاحظ أن التيار I_E يساوي تقريباً تيار المُجمِّع I_C للترانزيستور Q_2، والذي هو بنفس الوقت تيار المصدر I_S للترانزيستور Q_1، والذي بدوره يساوي أيضاً تيار المصرف I_D للترانزيستور Q_1، أي أن:

$$I_D = I_S = I_C \approx I_E = 1.8mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 16 - 1.8x10^{-3}(2.7x10^3) = 11.14V$$

وللترانزيستور Q_1 وبما أن قيمة I_D أصبحت معروفة، وبتطبيق معادلة Shockley لهذا الترانزيستور يمكن إيجاد قيمة V_{GS} له، فمن معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}.\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$V_{GS} = V_P.\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -6\left(1 - \sqrt{\frac{1.8x10^{-3}}{12x10^{-3}}}\right) = -3.68V$$

ملاحظـــة: يمكـــن أيجـــاد قيمة V_{GS} بطريقـــة الرســـم أيضاً، وذلك برسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور Q_1 والتي منها يمكن أيجاد قيمة V_{GS} المقابلة للتيار $I_D = 1.8mA$.

وبالتدقيق بهذه الدائرة، يمكن أن تلاحظ أن:

$$V_{BC} - I_G.R_G - V_{GS} = 0$$

ولكن:

$$I_G = 0A$$

أي أن:

$$V_{BC} = V_{GS} = -3.68V$$

وللترانزيستور Q_1، فإن:

$$V_{CE} + V_{BC} - V_{BE} = 0$$

ومنها:

$$V_{CE} = -V_{BC} + V_{BE} = 3.68 + 0.7 = 4.38V$$

والآن يمكن ايجاد قيمة V_C، حيث:

$$V_C = V_E + V_{CE} = 2.9 + 4.38 = 7.28V$$

أو:

$$V_C = V_B - V_{BC} = 3.6 + 3.68 = 7.28V$$

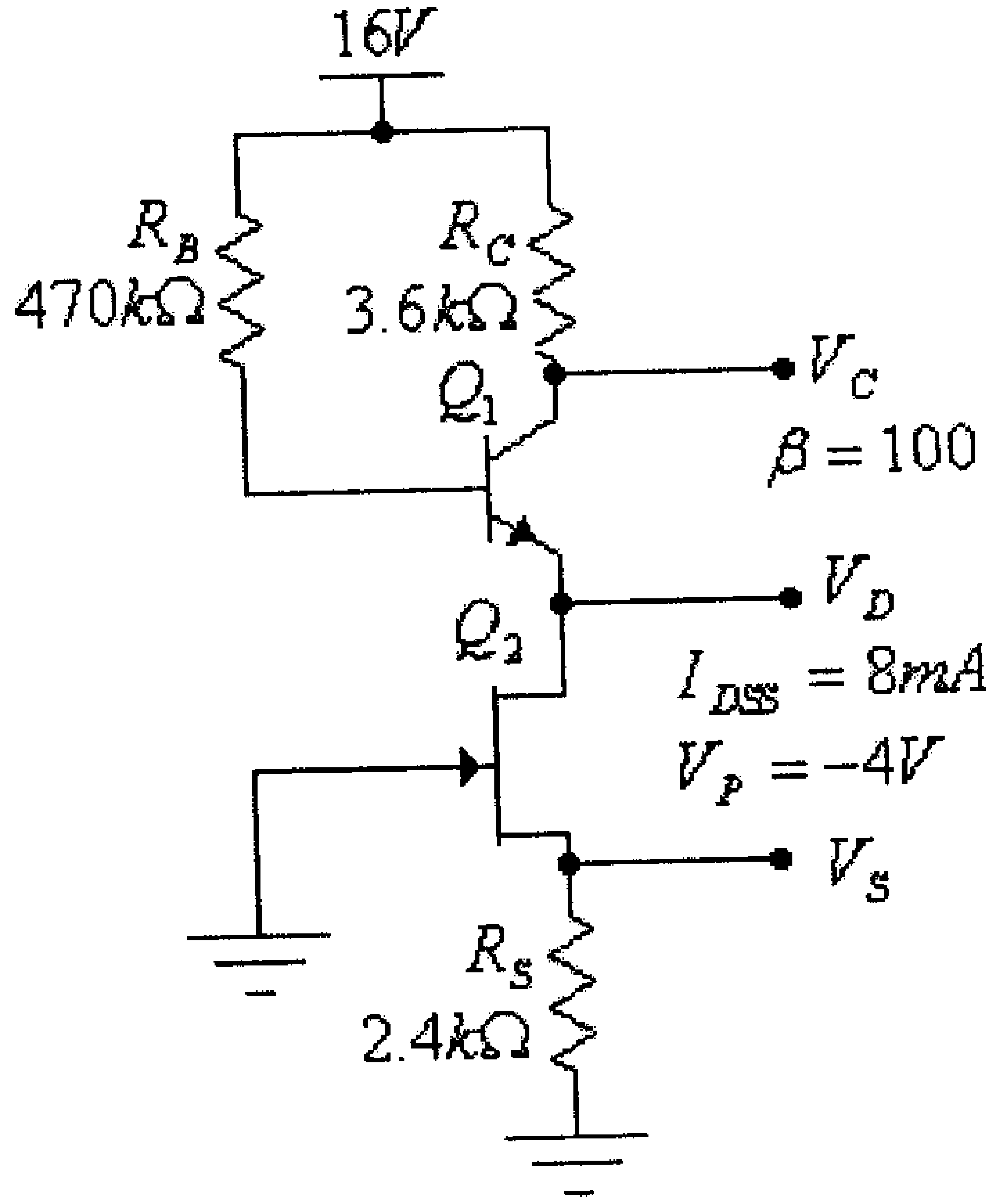
و:

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_D - V_C = 11.14 - 7.28 = 3.86V$$

و:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.8x10^{-3}}{200} = 9x10^{-6} A = 9\mu A$$

مثال (10): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من القيم التالية: V_S ، V_C ، و V_D



شكل (33)

الحل:

من الواضح في هذه الدائرة أن قيمة الفولطية (V_{GS}) للترانزيستور Q_2 هي التي ستحدد قيمة تياري المصدر (I_S) والمصرف (I_D) له، وبالتالي تياري الباعث (I_E) والمُجمِّع (I_C) للترانزيستور Q_1. أي أنه بمعرفة قيمة الفولطية (V_{GS}) للترانزيستور Q_2 يمكن معرفة باقي القيم في هذه الدائرة.

من الملاحظ أيضاً أن الترانزيستور Q_2 موصول بدائرة أنحياز ذاتي، وفي هذه الدائرة:

$$V_{GS} = -I_D.R_S = -2400 I_D$$

وبتعويض هذه القيمة في معادلة Shockley وهي:

$$I_D = I_{DSS}.\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_D = 8x10^{-3}.\left(1 - \frac{2400 I_D}{4}\right)^2$$

أي:

$$I_D = 8x10^{-3}.(1-600I_D)^2$$

ومنها:

$$2880{I_D}^2 - 10.6I_D + 8x10^{-3} = 0$$

ومنها:

$$I_{D1} = 2.6mA$$
$$I_{D2} = 1.1mA$$

ولكن عند $I_D = I_{D1} = 2.6mA$ فإن:

$$V_{GS1} = -I_{D1}.R_S = -2400I_{D1} = -2400(2.6x10^{-3}) = -6.24$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} عند هذه القيمة أقل من قيمة V_P للترانزيستور. أي أن:

$$I_D = I_{D2} = 1.1mA$$

وكذلك:

$$I_S = I_D = I_C = 1.1mA$$

ملاحظة: يمكن أيجاد قيمة I_D بطريقة الرسم أيضاً، وذلك من نقطة تقاطع منحنى خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور Q_2 والخط المستقيم الذي يمثل المعادلة $V_{GS} = -I_D.R_S = -2400I_D$.

وبعد أن تم إيجاد قيمة التيار I_D، يمكن أيجاد أن:

$$V_S = I_D.R_S = 1.1x10^{-3}(2.4x10^3) = 2.64V$$

و:

$$V_C = V_{CC} - I_C.R_C = 16 - 1.1x10^{-3}(3.6x10^3) = 12.04V$$

ومن معرفة قيمة تيار المُجمّع I_C للترانزيستور Q_1، فإن قيمة تيار القاعده له هي:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.1x10^{-3}}{100} = 11x10^{-6}A = 11\mu A$$

وبالتالي، فإن:

$$V_B = V_{CC} - I_B.R_B = 16 - 11x10^{-6}(470x10^3) = 10.83V$$

و:

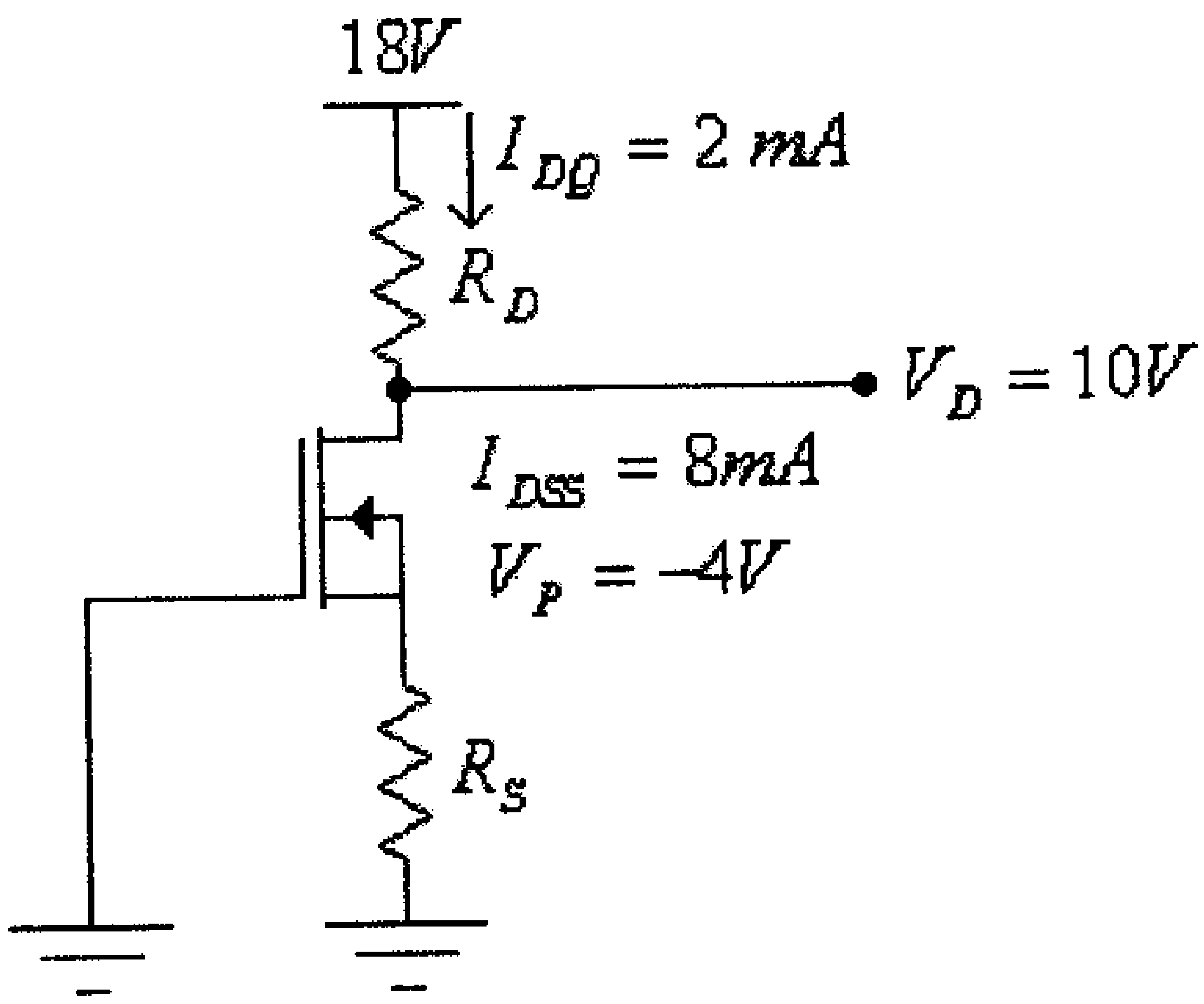
$$V_D = V_B - V_{BE} = 10.83 - 0.7 = 10.13V$$

6.8 تصميم دوائر الإنحياز

يقصد بتصميم دوائر الإنحياز هنا، وكما في حالة ترانزيستورات ثنائية القطبية، إختيار العناصر الالكتـــرونية في دائـــرة الترانزيســتور اللازمة لتحديد نقطة عمل معينة للترانزيستور. فعلى سبيل المثال، وفي معظم المضخمات الخطية، فإن نقطة العمل المناسبة للترانزيستور هي تلك التي تتوسط منحنيات خواصه وذلك لضمان عدم دخول الترانزيستور منطقتي الإشباع (saturation region) أوالقطع (cutoff region) عند عمل المضخم (لتفادي التشويه في الإشارة المخرجية للمضخم).

ويجب أن يراعى أيضاً وعند تصميم دوائر الإنحياز عدم تجاوز الحدود القصوى المسموح بها للتيارات في الترانزيستور والفولطيات بين أقطابه وكذلك القدرة الكهربائية المبددة عليه.

مثال (11): للدائرة التالية أوجد قيمة كل من المقاومتين R_D و R_S، أوجد كذلك قيمة القدرة الكهربائية المبددة في الترانزيستور.



شكل (34)

الحل:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_{DQ}} = \frac{18-10}{2x10^{-3}} = 4x10^3\,\Omega = 4k\Omega$$

الترانزيستور في هذه الدائرة موصول بدائرة إنحياز ذاتي، لذا فإن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2x10^{-3}\,R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} في معادلة Shockley، وهي:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$2x10^{-3} = 8x10^{-3}\left(1 - \frac{2x10^{-3}\,R_S}{4}\right)^2$$

أي أن:

$$1 = 4\left(1 - 5x10^{-4}\,R_S\right)^2$$

$$10^{-6}.R_S{}^2 - 4x10^{-3}\,R_S + 3 = 0$$

ومنها:

$$R_{S1} = 3k\Omega$$
$$R_{S2} = 1k\Omega$$

والقيمة الأولى ($R_{S1} = 3k\Omega$) غير معقولة لأن قيمة V_{GSQ} عند هذه القيمة هي:

$$V_{GSQ1} = -I_{DQ}.R_{S1} = -2x10^{-3}\,R_{S1} = -6V$$

وهي أقل من قيمة V_P للترانزيستور.

وبالتالي، فإن:

$$R_S = R_{S2} = 1k\Omega$$

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -2x10^{-3}(1000) = -2V$$

القدرة المبددة على الترانزيستور، هي:

$$P_D = I_D.V_{DS}$$

حيث:

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_D - I_S.R_S = 10 - 2x10^{-3}(1x10^3) = 8V$$

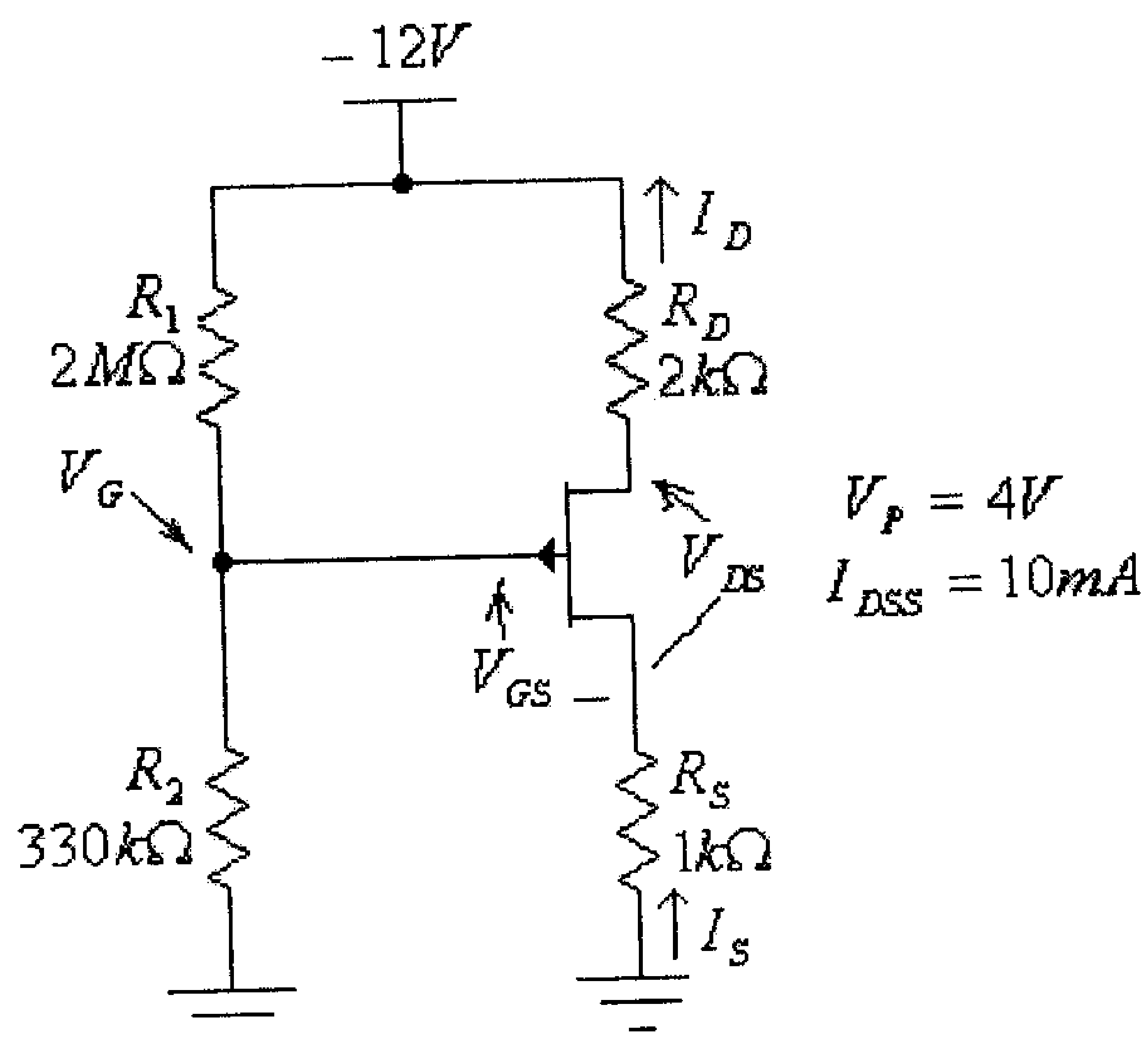
وبالتالي، فإن:

$$P_D = I_D.V_{DS} = 2x10^{-3}(8) = 16x10^{-3}W = 16mW$$

6.9 دوائر الإنحياز لترانزيستورات القناة الموجبة

جميع دوائر الإنحياز التي تمت دراستها سابقاً إحتوت ترانزيستورات بقناة سالبة (n-channel). وكل ما قيل سابقاً بخصوص تحليل وتصميم الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستورات بقناة سالبة (n-channel) يمكن تطبيقه على الدوائر الالكترونية التي تحوي ترانزيستورات بقناة موجبة (p-channel) مع الأخذ بعين الإعتبار إتجاه التيارات في هذه الترانزيستورات والفولطيات بين أطرافها. ويمكن دراسة أي دائرة تحوي ترانزيستور بقناة موجبة بإستبدال هذا الترانزيستور بأخر بقناة سالبة وعكس قطبية التغذية، ثم بعد ايجاد النتائج تعكس إتجاهات التيارات والفولطيات.

مثال (12):لدائرة إنحياز مجزىء الفولطية (voltage-divider biasing circuit) التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} ، V_{GSQ} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (35)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(-12).(330x10^3)}{330x10^3 + 2x10^6} = -1.7V$$

كذلك:

$$V_G - V_{GS} + I_S.R_S = 0$$

ومنها:

$$V_{GS} = V_G + I_D.R_S = -1.7 + 1000I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley، نجد:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

أي:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \frac{-1.7 + 1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 + \frac{1.7}{4} - \frac{1000I_{DQ}}{4}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1.425 - 250I_{DQ}\right)^2$$

$$625I_D{}^2 - 8.125I_D + 0.0203 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 9.6mA$$
$$I_{DQ2} = 3.4mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G + I_D.R_S = -1.7 + 1000I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G + I_{DQ1}.R_S = -1.7 + 9.6 * 10^{-3}(1000) = 7.9V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أكبر من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.

أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.4mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G + I_D.R_S = -1.7 + 1000(3.4x10^{-3}) = 1.7V$$

و:

$$V_{DS} = -V_{DD} + I_D.(R_D + R_S) = -12 + 3.4x10^{-3}(2x10^3 + 1x10^3) = -1.8V$$

$$V_S = -I_D.R_S = 3.4x10^{-3}(1x10^3) = -3.4V$$

$$V_D = -V_{DD} + I_D.R_D = -12 + 3.4x10^{-3}(2x10^3) = -5.2V$$

أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = -3.4 - 1.8 = -5.2V$$

وكما في حالة ترانزيستور القناة الموجبة فيمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

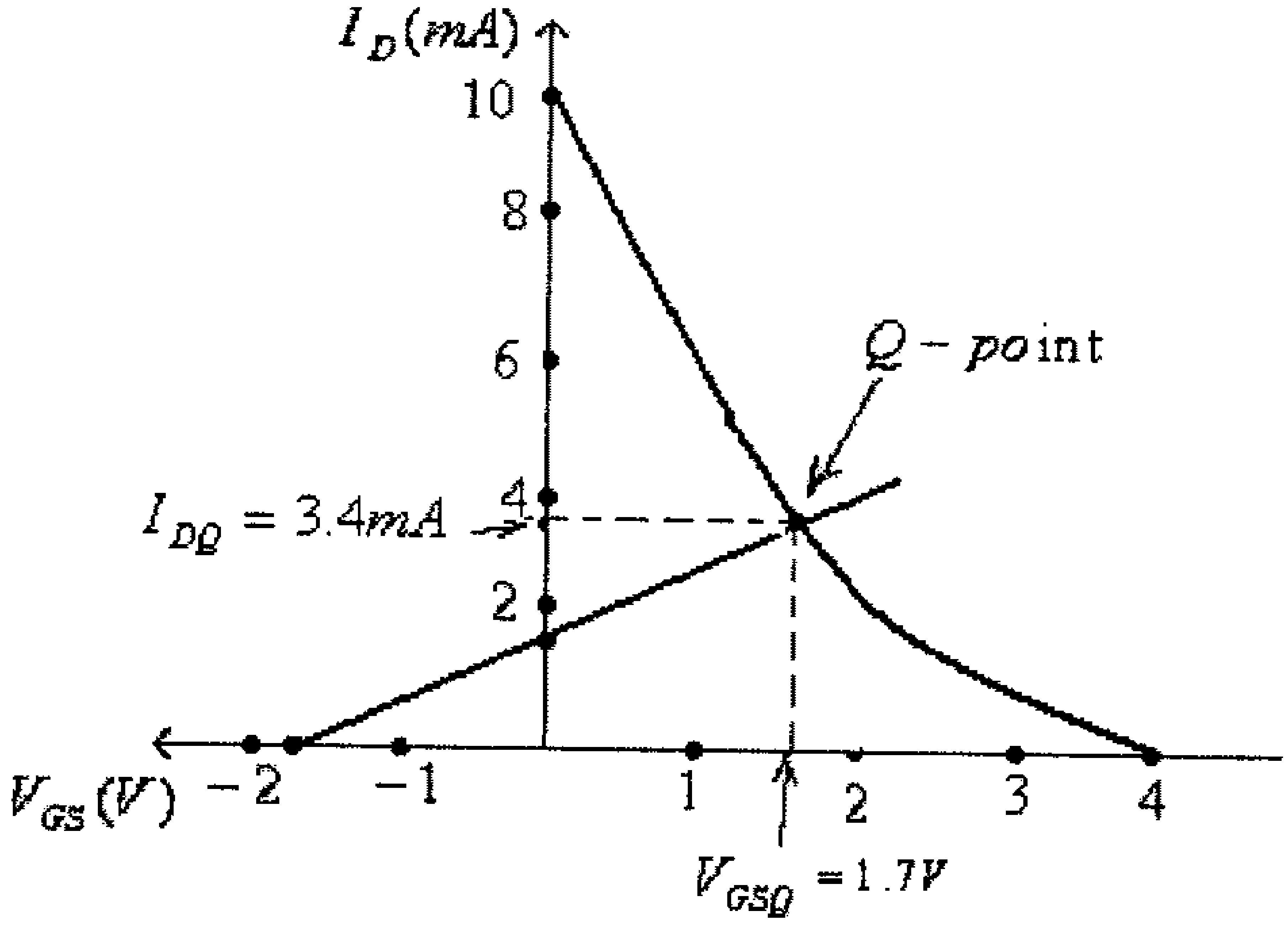
- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور.
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_G + I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = -1.7 + 1000I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = -1.7V$، وكذلك عند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = 1.7mA$.

(أنظر الشكل التالي).



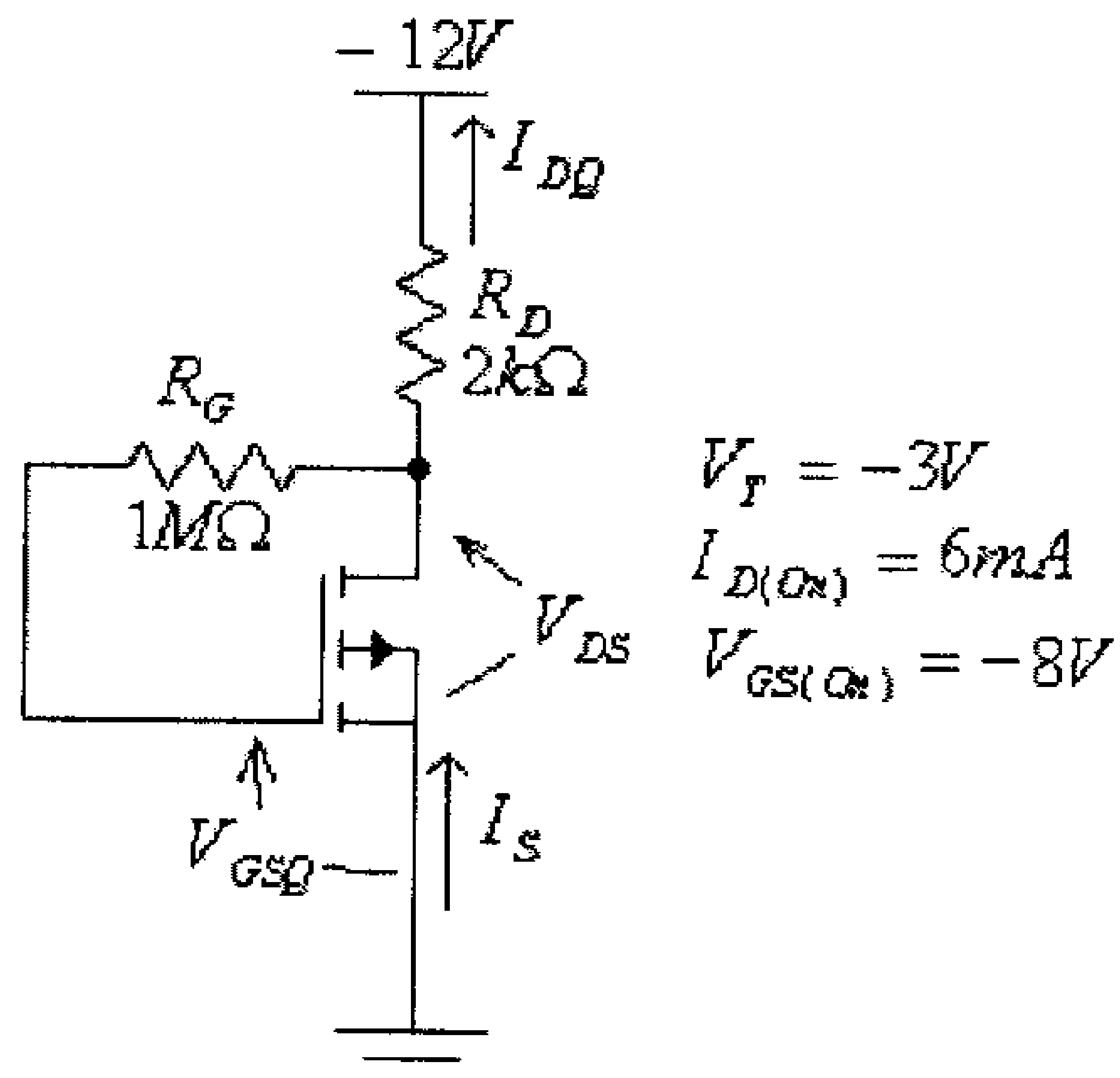
شكل (36)

– نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$I_{DQ}=3.4mA$

$V_{GSQ}=1.7V$

مثال (13): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ}، V_{GSQ}، V_{DS} و V_D.



شكل (37)

من معطيات الترانزيستور، نستطيع تحديد قيمة المعامل k له. فمن المعادلة:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

نجد:

$$k = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

وبتعويض معطيات الترانزيستور المبينة في الشكل في هذه المعادلة، نجد:

$$k = \frac{6x10^{-3}}{(-8+3)^2} = 2.4x10^{-4}\ A/V^2$$

أي أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(V_{GS} + 3)^2$$

في هذه الدائرة:

$$V_{DS} = V_{DD} + I_{DQ}.R_D$$

ولكن:

$$V_{DS} = V_{GSQ}$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = V_{DD} + I_{DQ}.R_D = -12 + 2000I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GSQ} من هذه المعادلة في خاصية النقل (transfer characteristic) المذكورة أعلاه، نجد:

$$I_{DQ} = 2.4x10^{-4}(-12 + 2000I_{DQ} + 3)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 2.4x10^{-4}(-9 + 2000I_{DQ})^2$$

ومنها:

$$960I_{DQ}{}^2 - 9.64I_{DQ} + 0.0194 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 7.2mA$$
$$I_{DQ2} = 2.8mA$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في المعادلة:

$$V_{GSQ} = V_{DD} + I_{DQ}.R_D = -12 + 2000I_D$$

نجد:

$$V_{GSQ1} = V_{DD} + I_{DQ1}.R_D = -12 + 7.2x10^{-3}(2000) = 2.4V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أكبر من قيمة V_T (بل حتى موجبة) ويكون الترانزيستور في حالة off. أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.8mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{DS} = -12 + 2.8x10^{-3}(2000) = -6.4V$$

و:

$$V_{GSQ} = V_{DS} = -6.4V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

أ) أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور، وكما تم إيجادها سابقاً، هي:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(V_{GS} + 3)^2$$

يمكن أيجاد قيم التيار I_D عند قيم مختلفة لـــ V_{GS}.

- فعند $V_{GS} = -3V$، فإن:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(-3 + 3)^2 = 0A$$

- وعند $V_{GS} = -6V$، فإن:

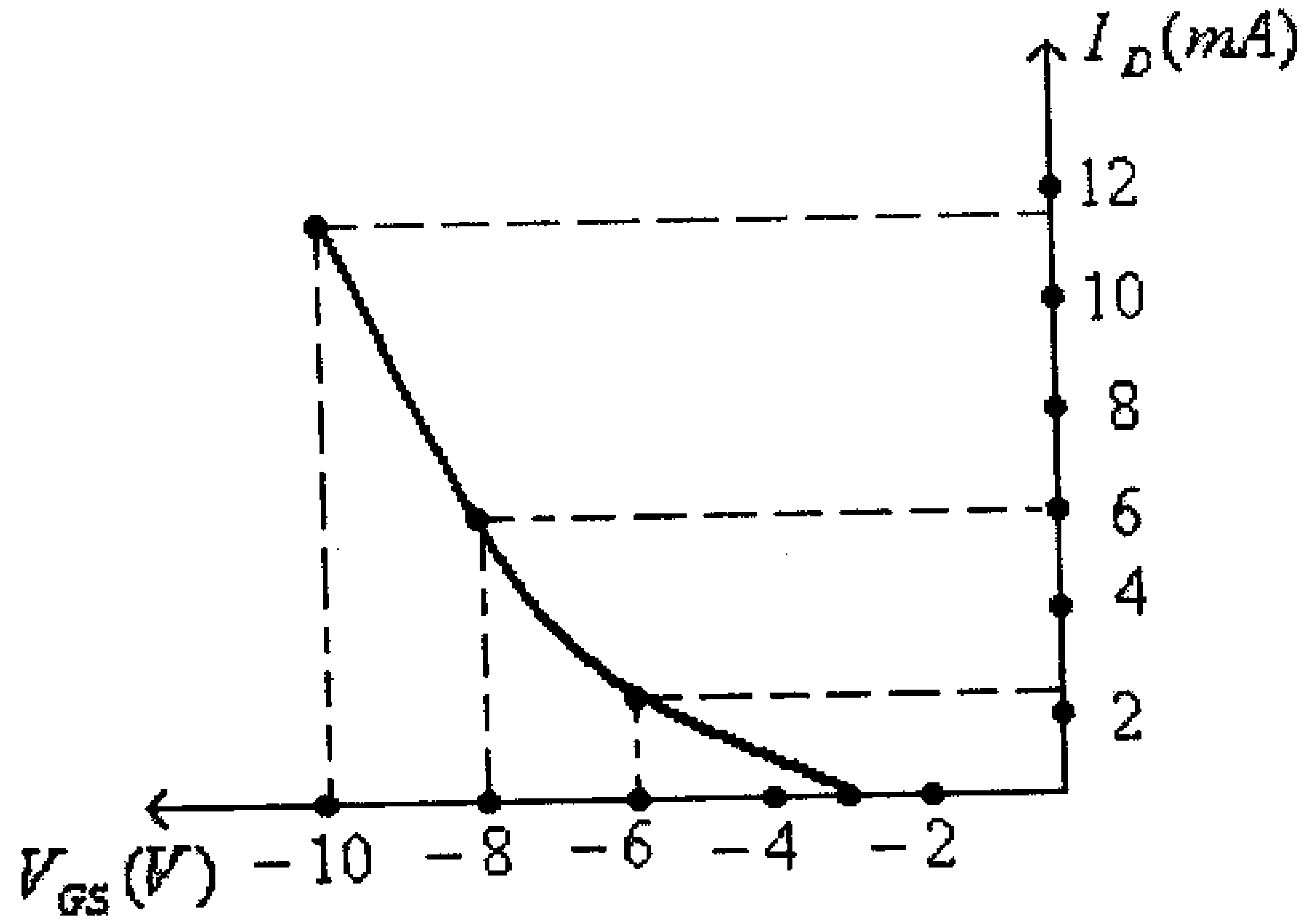
$$I_D = 2.4x10^{-4}(-6 + 3)^2 = 0.0022A = 2.2mA$$

- وعند $V_{GS} = -10V$، فإن:

$$I_D = 2.4x10^{-4}(-10 + 3)^2 = 0.0118A = 11.8mA$$

- وكذلك من المعطيات، نعرف أنه عند $V_{GS} = -8V$ فإن $I_D = 6mA$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما هو في الشكل التالي.



شكل (38)

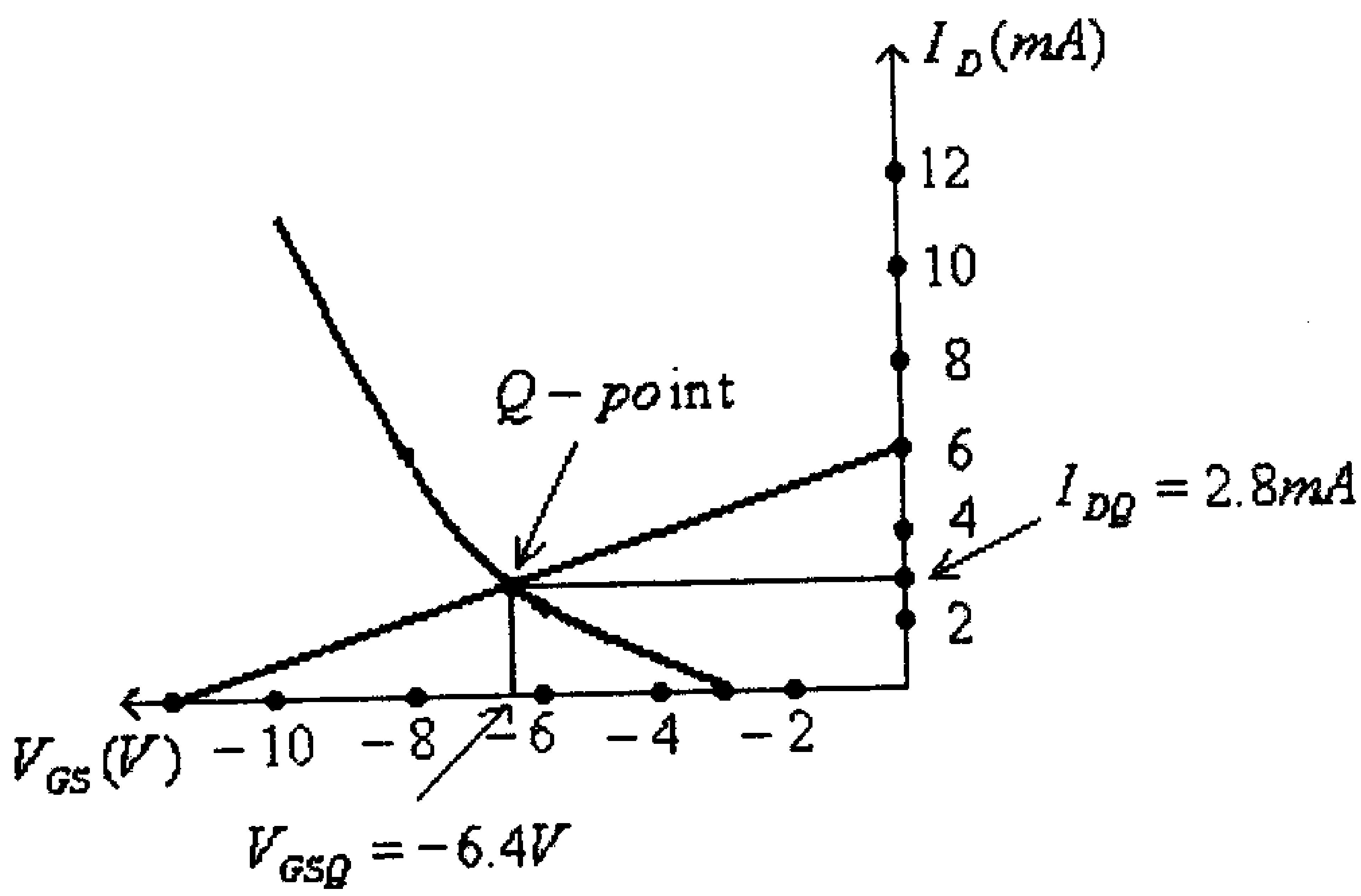
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_{DD} + I_D.R_D$، أي:

$$V_{GS} = -12 + 2000 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = -12V$، وعند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = 6mA$.

(أنظر الشكل التالي).



شكل (39)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q - point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 2.8mA$$

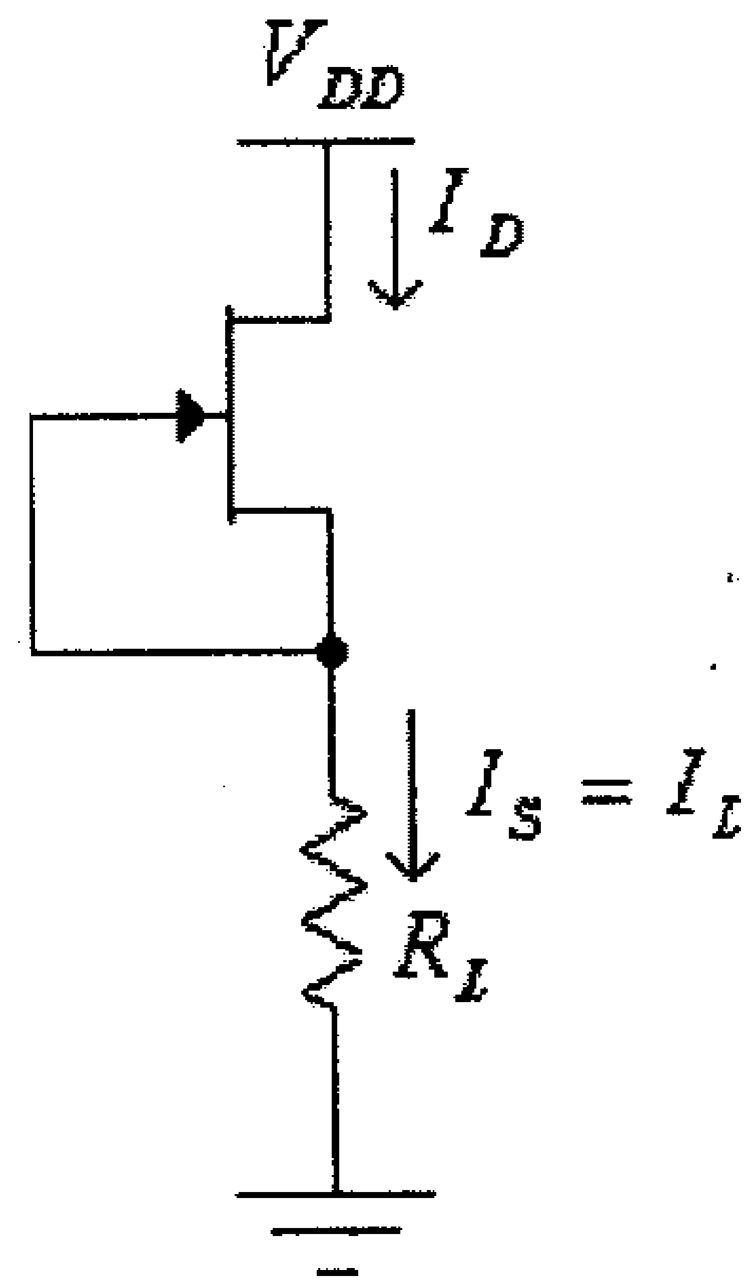
$$V_{GSQ} = -6.4V$$

6.10 بعض التطبيقات العملية

وكما في حالة ترانزيستورات ثنائية القطبية، لا يقتصر إستخدام ترانزيستورات تأثير المجال على بناء دوائر التضخيم المختلفة، وإنما يوجد لها تطبيقات عديدة أُخرى. ويمكن القول أن معظم الدوائر التي تستخدم ترانزيستورات ثنائية القطبية يمكن بناؤها بإستخدام ترانزيستورات تأثير المجال، حتى أن ترانزيستورات تأثير المجال تمتاز على ترانزيستورات ثنائية القطبية بمقاومتها المدخلية العالية. وفي مايلي بعض التطبيقات المختلفة لترانزيستورات تأثير المجال:

- **مصدر تيار ثابت (Constant current source):**

يُمكن بناء مصدر تيار ثابت بإستخدام ترانزيستور من النوع JFET وذلك بوصل بوابة هذا الترانزيستور مع مصدره، كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (40)

في هذه الدائرة، وحسب معادلة Shockley، فإن:

$$I_D = I_S = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

ولكون:

$$V_{GS} = 0V$$

فإن:

$$I_D = I_S = I_L = I_{DSS}$$

أي أن قيمة تيار الحمل I_L تبقى ولا تعتمد على مقاومة الحمل R_L أو فولطية التغذية V_{CC}.

- **مولد سن منشار (Sawtooth generator):**

لو إستبدنا الحمل R_L بمكثف، فإن هذا المكثف سيتم شحنه بتيار ثابت قيمته، وكما تم إستنتاجه من الدائرة السابقة، فإن:

$$I_C = I_{DSS}$$

ولكون العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي المكثف والتيار المار به، هي:

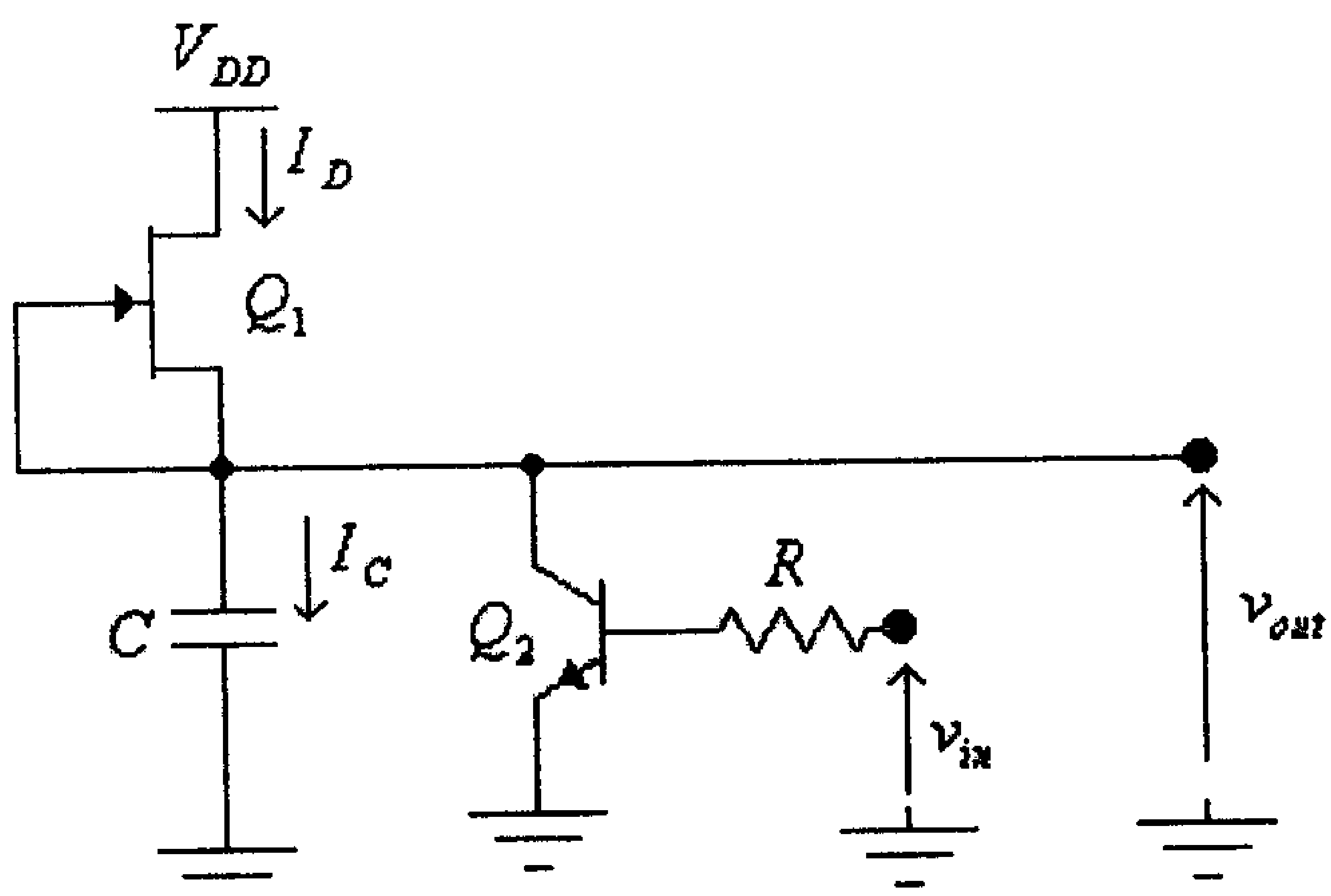
$$v_C = \frac{1}{C}\int i_C.dt$$

لذا يكون فرق الجهد بين طرفي المكثف:

$$v_C = \frac{1}{C}\int I_{DSS}.dt = \frac{1}{C}.I_{DSS}.t$$

ولكون المقدار $\frac{I_{DSS}}{C}$ ثابتاً، فيمكن الإستنتاج أن فرق الجهد بين طرفي المكثف سيزداد بشكل خطي.

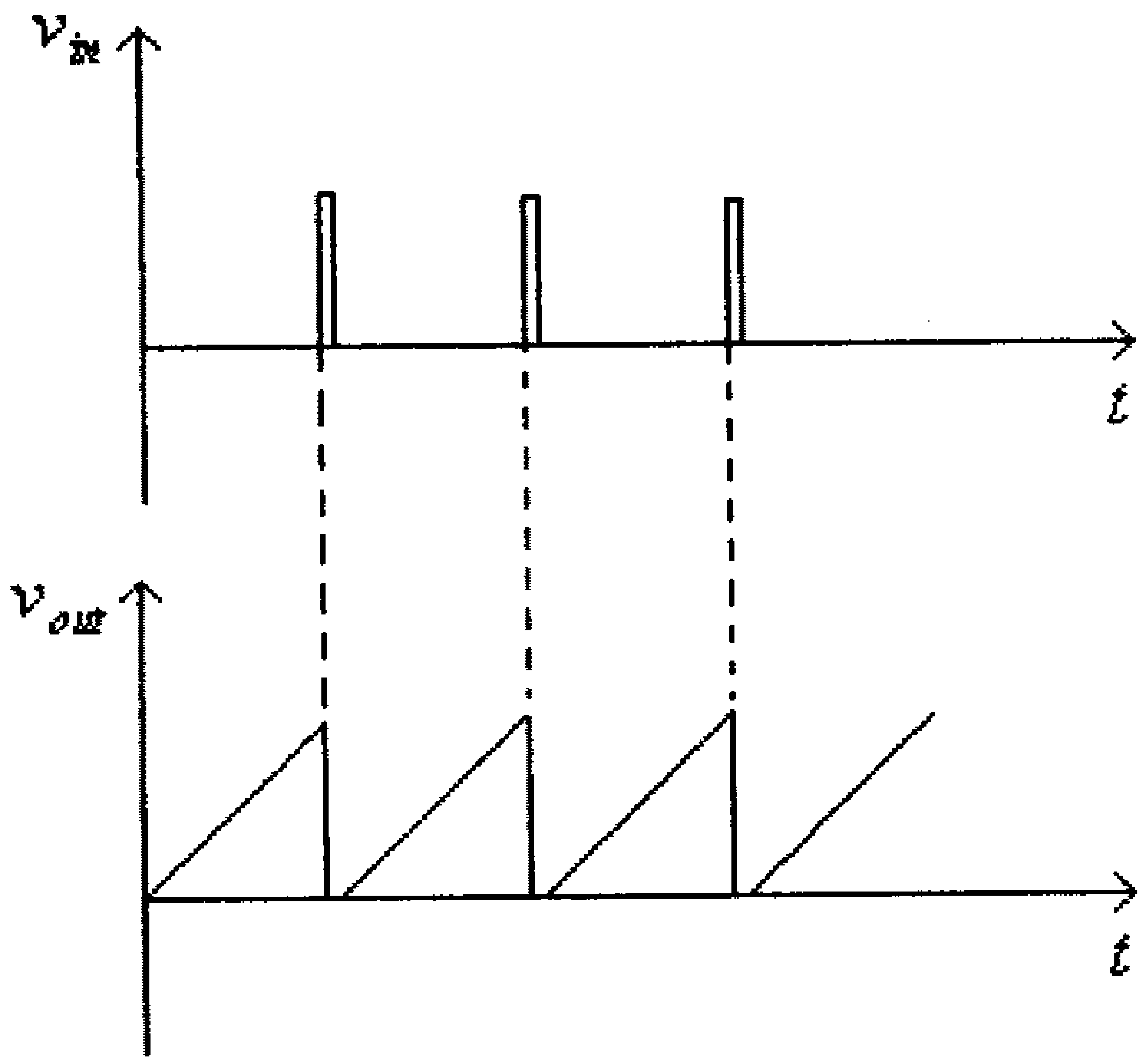
ولو تم إضافة ترانزيستور ليتم تفريغ هذا المكثف عند لحظات زمنية معينة لأمكننا الحصول على موجة فرق جهد بشكل سن المنشار. كما في الدائرة التالية:



شكل (41)

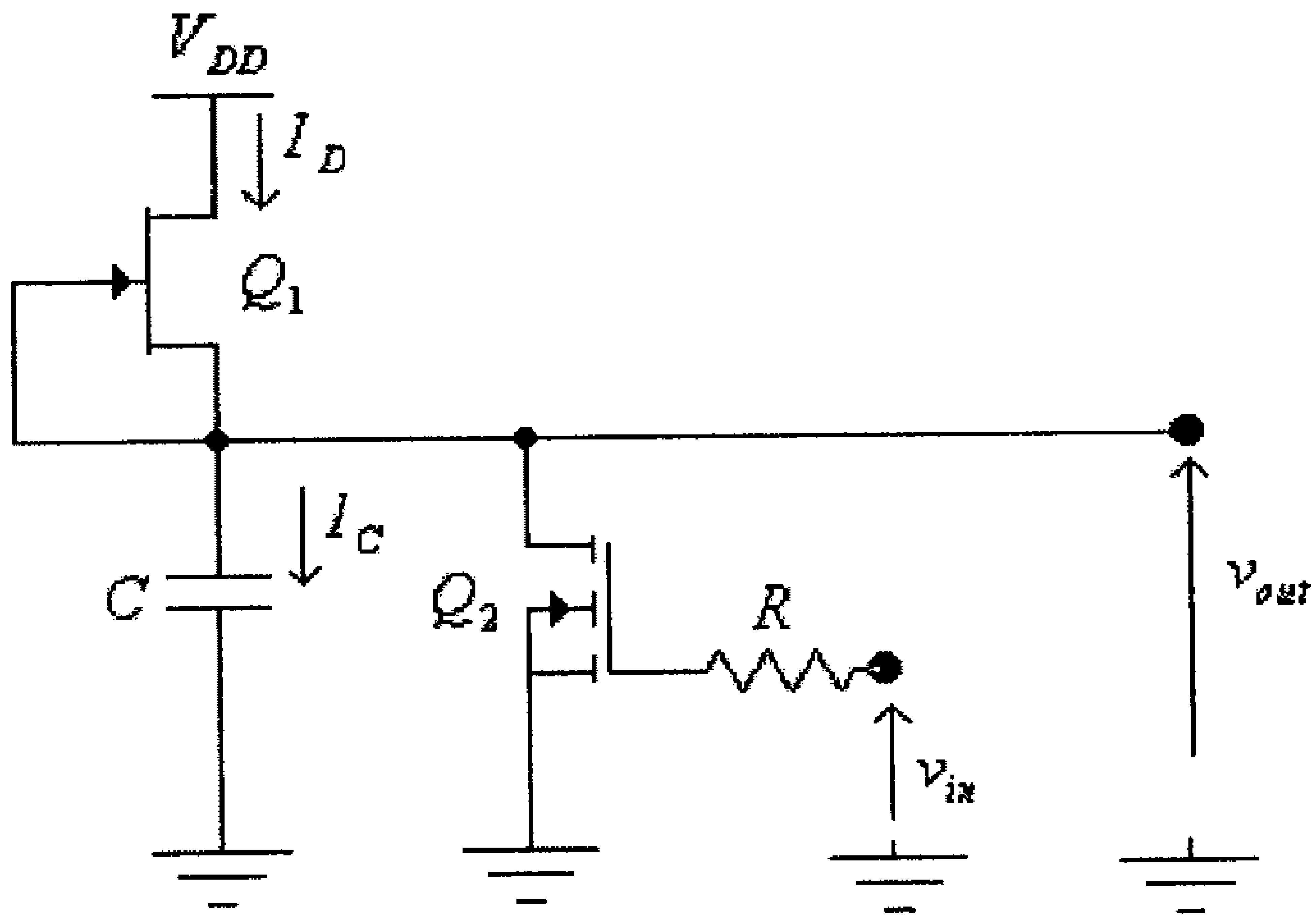
في هذه الدائرة، وكما ذُكر سابقاً، فعندما تكون $v_{in}=0$ يكون الترانزيستور Q_2 في وضع (Off) ويتم شحن المكثف C بتيار ثابت، ويزاد فرق الجهد المخرجي v_{out} بشكل خطي، وعند ظهور النبضة v_{in} يصبح الترانزيستور Q_2 في حالة إشباع ويتم تفريغ المكثف C خلاله.

الشكل التالي يبين موجتي الفولطية v_{in} و v_{out} لهذه الدائرة.



شكل (42)

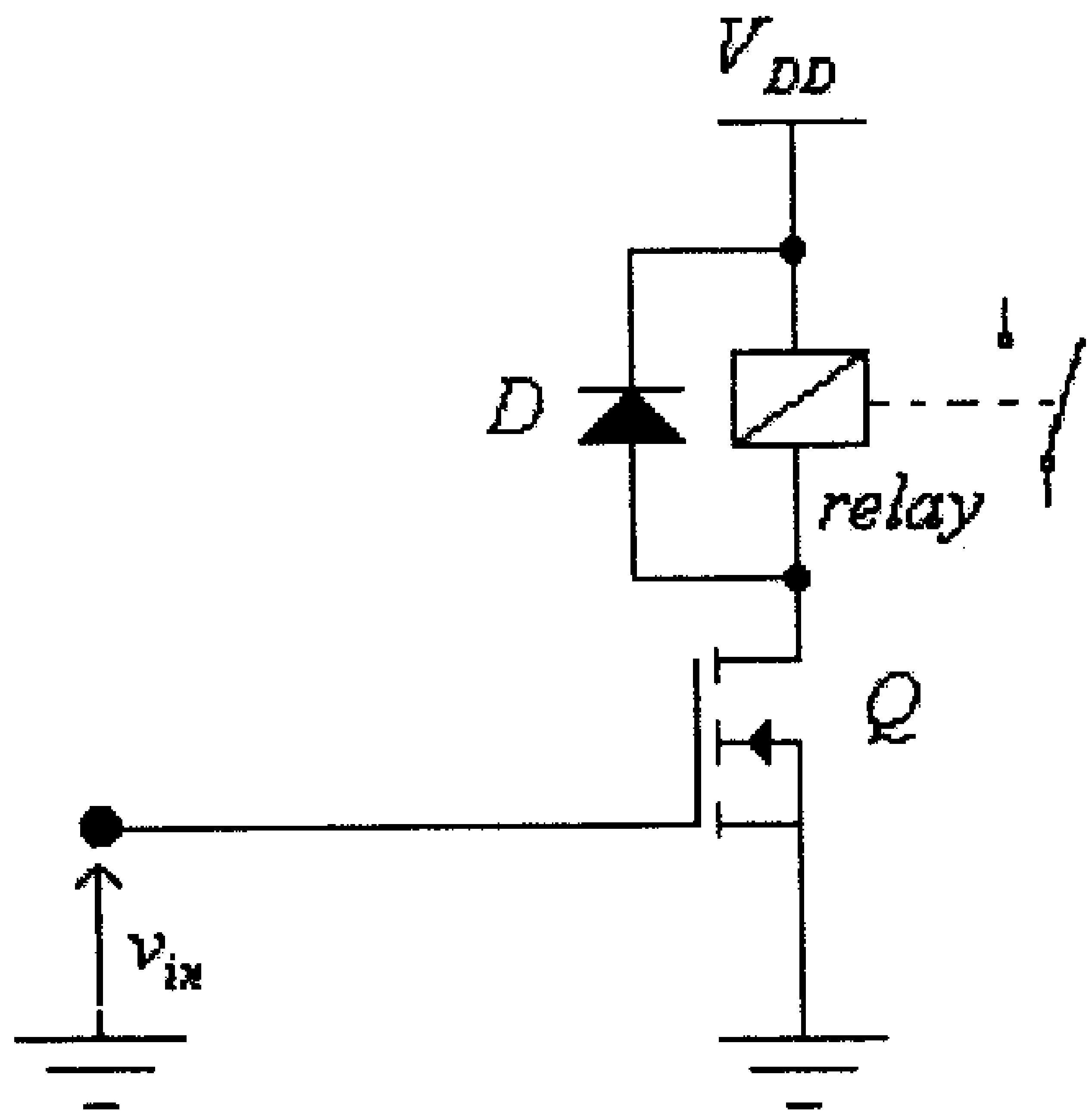
ويمكن إستبدال الترانزيستور Q_2 بترانزيستور من النوع n-channel enhancement type MOSFET وذلك كما في الدائرة التالية.



شكل (43)

- **التحكم بتشغيل حاكمة (Relay)**

الدائرة التالية تستخدم لتشغيل حاكمة (relay).

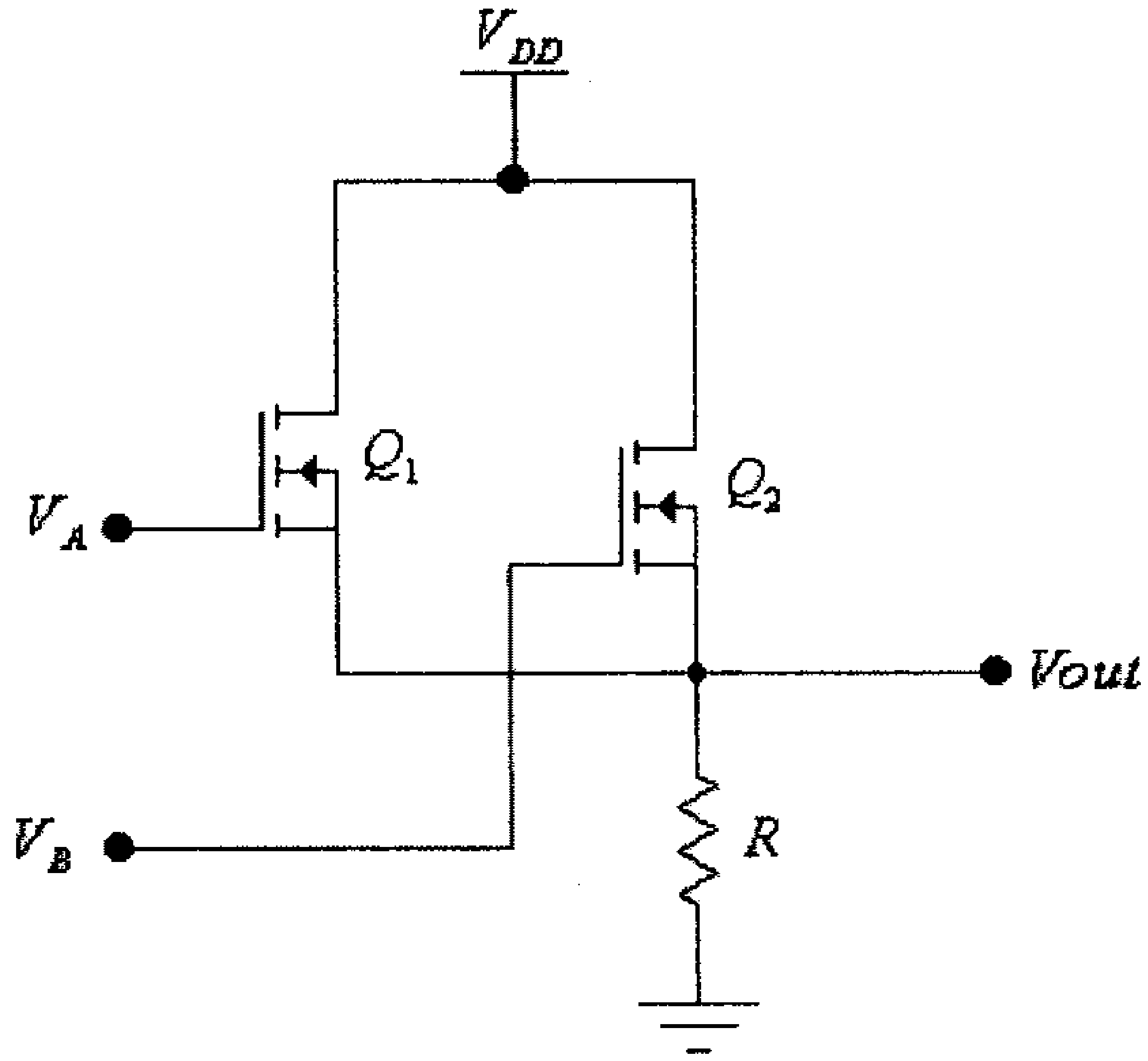


شكل (44)

وكما في حالة ترانزيستورات ثنائية القطبية، فعندما تكون الفولطية v_{in} عالية يصبح الترانزيستور Q في حالة إشباع ويتم تغذية ملف الحاكمة وتغلق تلامسات الحاكمة، لاحظ أن الديود D يعمل كديود مرور حر (free-wheeling diode) وذلك لتأمين مسار مغلق للتيار عندما يكون الترانزيستور Q في وضع (Off)، وذلك لمنع ظهور فولطيات عالية بين أطراف الترانزيستور، قد تؤدي الى تعطله.

- **البوابات المنطقية (Logic gates)**

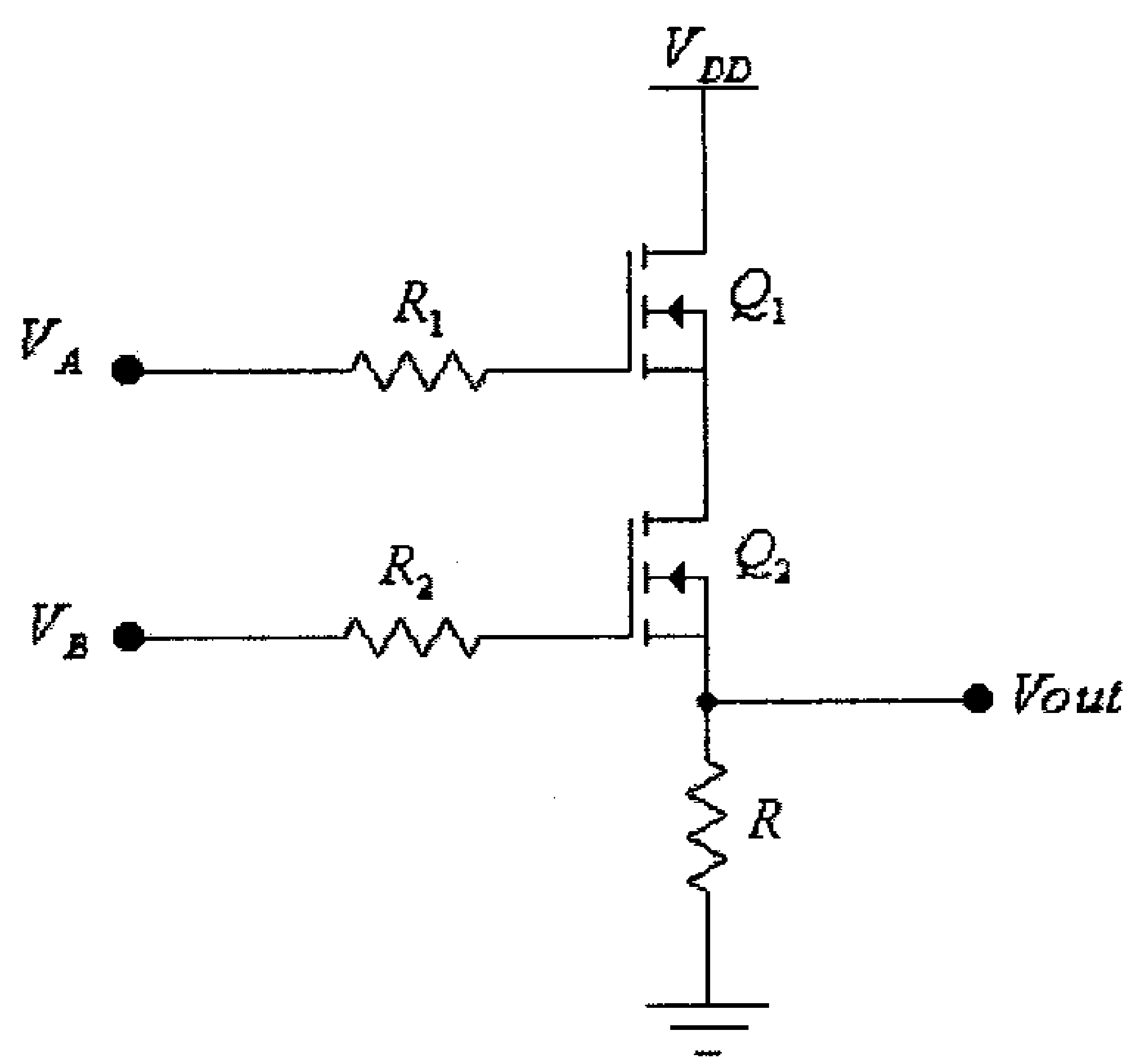
وكما في حالة ترانزيستورات ثنائية القطبية، يمكن بإستخدام ترانزيستورات تأثير المجال بناء مختلف أنواع البوابات منطقية. الشكل التالي يبين بوابة OR المنطقية.



شكل (45)

وكما في حالة الدائرة المبنية بإستخدام ترانزيستورات ثنائية القطبية، فعندما تكون قيمة المدخل V_A عالية فإن الترانزيستور Q_1 يصبح في حالة إشباع وتصبح $Vout \approx V_{DD}$، وكذلك عندما تكون قيمة المدخل V_B عالية فإن الترانزيستور Q_2 في حالة إشباع وتصبح $Vout \approx V_{DD}$، وعندما تكون القيمتان V_A و V_B عالية، بنفس الوقت، فإن $Vout \approx V_{DD}$ أيضاً، أي أن هذه الدائرة تنفذ الدالة المنطقية OR.

الدائرة التالية تمثل البوابة المنطقية AND.



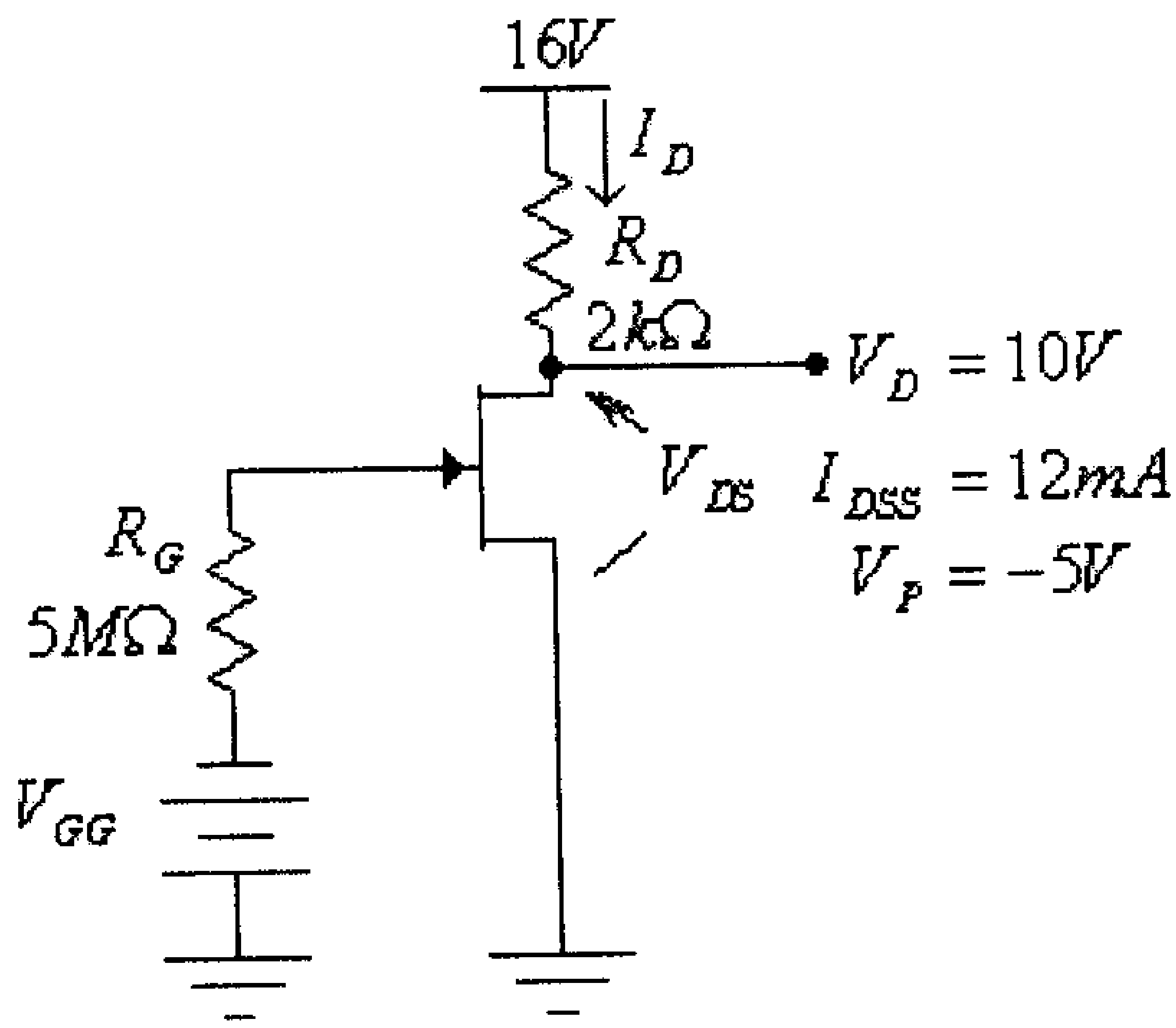
شكل (46)

يلاحظ من هذه الدائرة أن لـ $Vout$ قيمة عالية فقط عندما تكون قيمة كل من V_A و V_B عالية، في هذه الحالة فإن الترانزيستورين Q_1 و Q_2 يصبحان وبنفس الوقت في حالة إشباع، وتكون:

$$Vout \approx V_{DD}$$

6.11 أمثلة محلولة

مثال (1): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D ، V_{DS} و V_{GG}.



شكل (47)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{16-10}{2x10^3} = 3x10^{-3}A = 3mA$$

و:

$$V_{DS} = V_D - V_S$$

ولكن:

$$V_S = 0V$$

أي أن:

$$V_{DS} = V_D = 10V$$

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

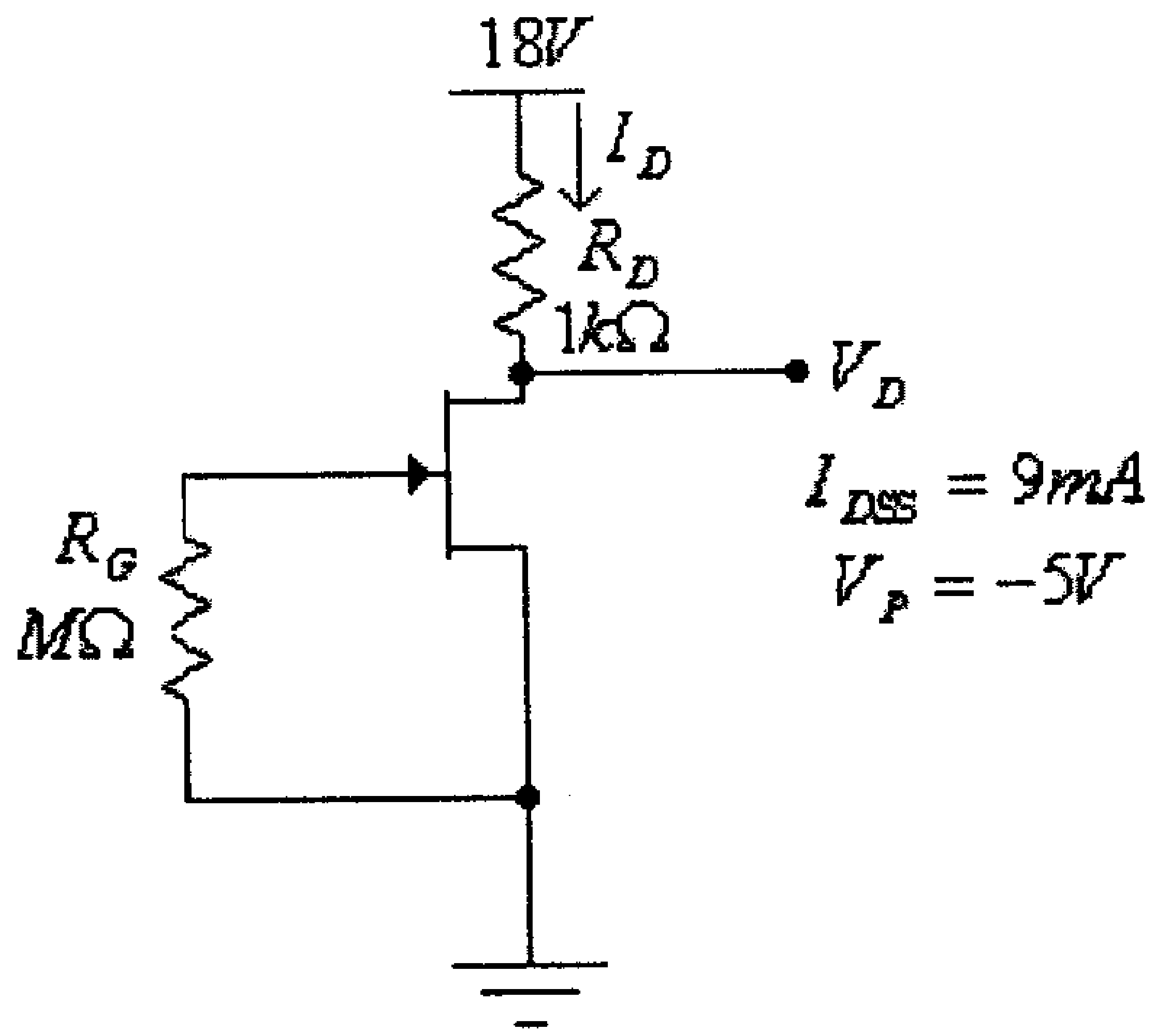
نجد:

$$V_{GS} = V_P\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -5.\left(1-\sqrt{\frac{3x10^{-3}}{12x10^{-3}}}\right) = -2.5V$$

وبالتالي فإن:

$$V_{GG} = -V_{GS} = 2.5V$$

مثال (2): للدائرة التالية، أوجد قيمة الجهد V_D.



شكل (48)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = 0V$$

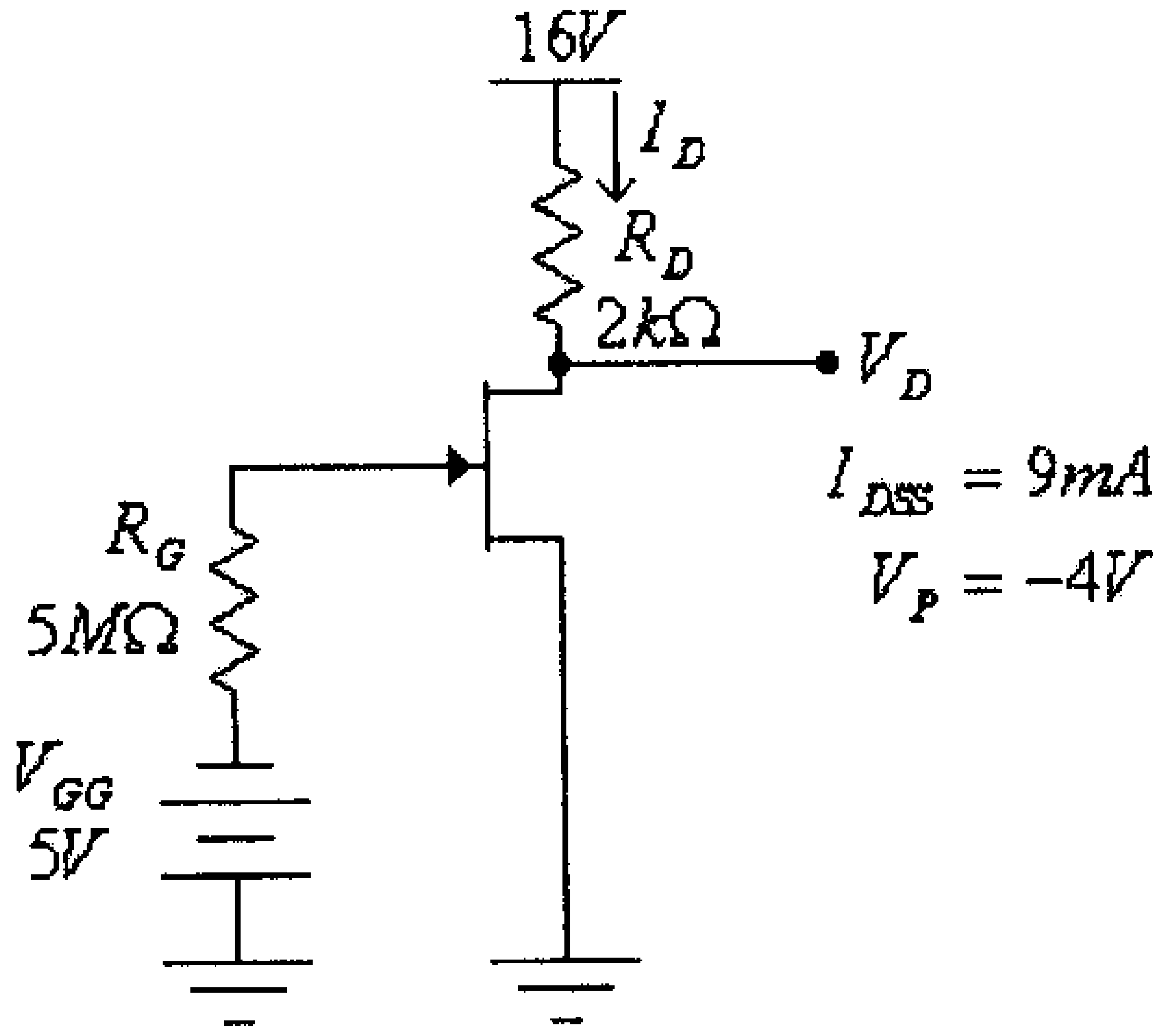
من معادلة Shockley، فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = I_{DSS} = 9mA$$

أي أن:

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 18 - 9x10^{-3}(1x10^3) = 9V$$

مثال (3):للدائرة التالية، أوجد قيمة الجهد V_D.



شكل (49)

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = -V_{GG} = -5V$$

وبما أن:

$$V_{GS} < V_P$$

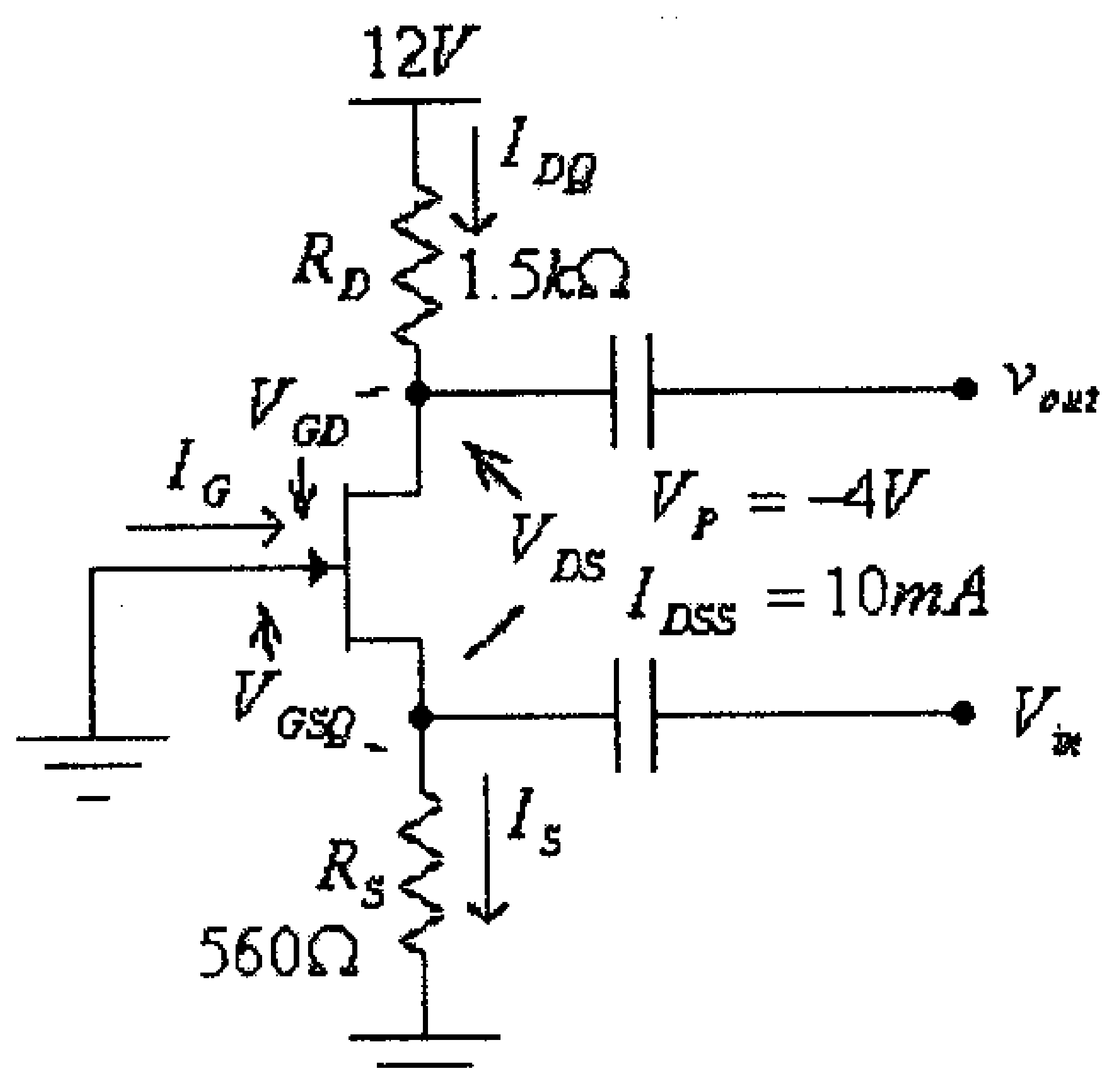
فإن:

$$I_D = 0A$$

أي أن:

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = V_{DD} = 16V$$

مثال (4): لدائرة البوابة المشتركة (common-gate circuit) التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ}, V_{GSQ}, V_{DS}, V_S, V_D و V_G.



شكل (50)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة، في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{-I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1+\frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{560I_{DQ}}{4}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-140I_{DQ}\right)^2$$

ومنها:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-280I_{DQ}+19600{I_D}^2\right)$$

أو:

$$196{I_{DQ}}^2 - 3.8I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1,2} = \frac{3.8 \pm \sqrt{(3.8)^2 - 4(196)(0.01)}}{(2)(196)}$$

أي أن:

$$I_{DQ1} = 0.0162A = 16.2mA$$
$$I_{DQ2} = 0.0031A = 3.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GSQ1} = -I_{DQ1}.R_S = -16.2x10^{-3}(560) = -9.07V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -3.1x10^{-3}(560) = -1.736V$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S) = 12 - 3.1x10^{-3}(1.5x10^3 + 560) = 5.614V$$

$$V_S = I_D.R_S = 3.1x10^{-3}(560) = 1.736V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 12 - 3.1x10^{-3}(1.5x10^3) = 7.35V$$

أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = 1.736 + 5.614 = 7.35V$$

$$V_G = 0V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن لهذا الترانزيستور:

$$V_P = -4V$$
$$I_{DSS} = 10mA$$

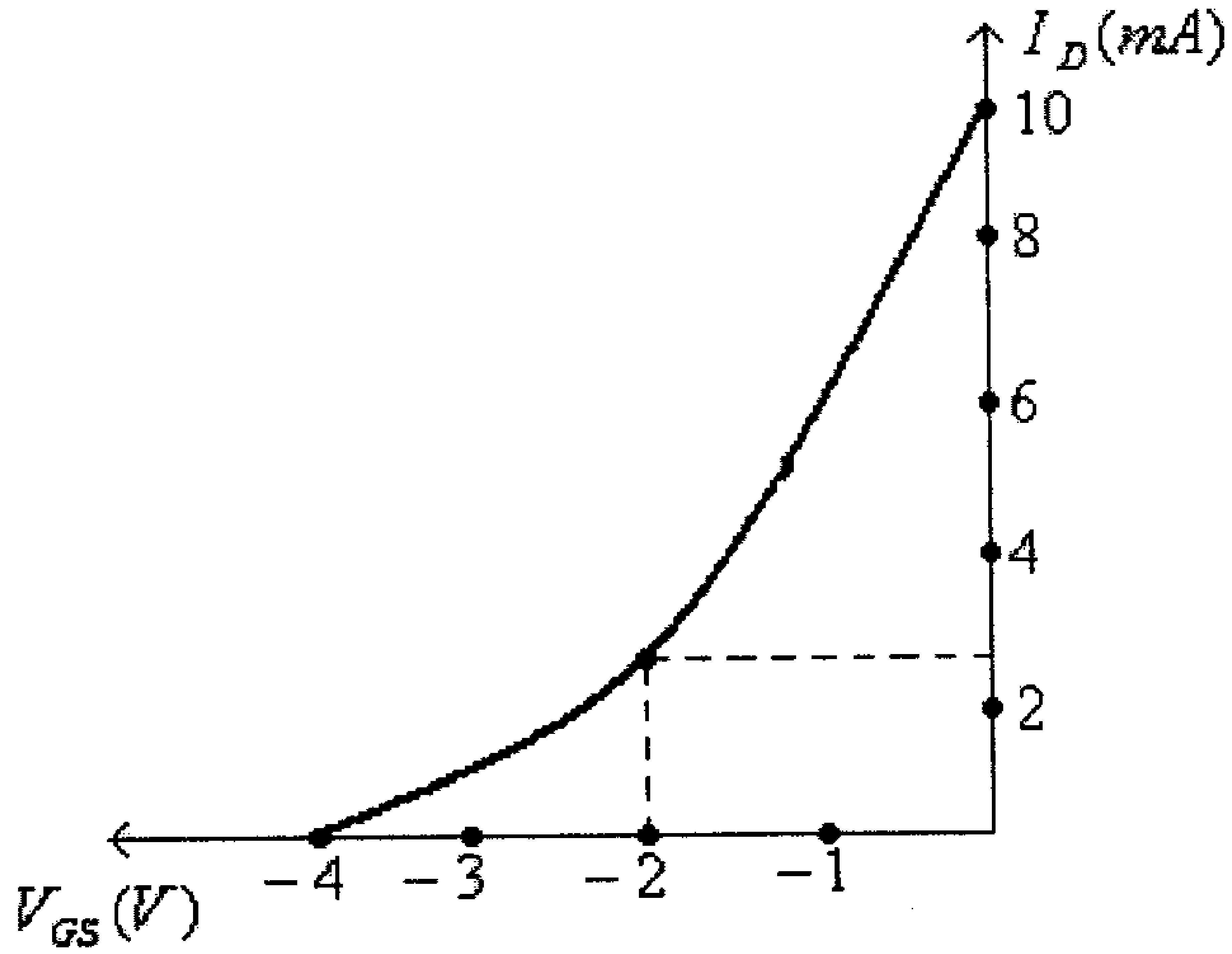
يمكن كذلك أيجاد نقطة ثالثة على المنحنى الذي يمثل خاصية النقل، فعند:

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -2V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 10x10^{-3}\left(1-\frac{-2}{-4}\right)^2 = 2.5x10^{-3}A = 2.5mA$$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما هو في الشكل التالي.



شكل (51)

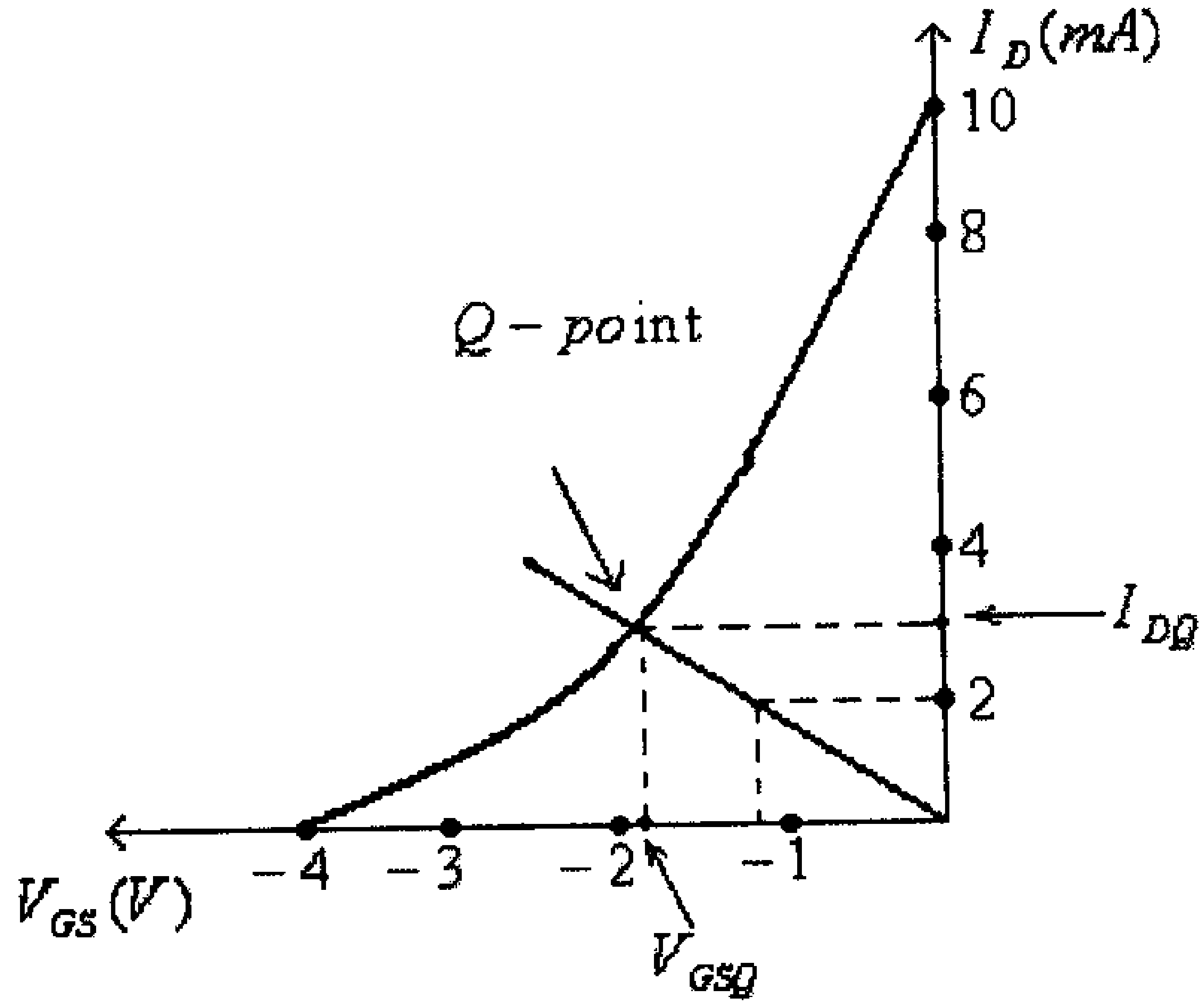
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = -I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = -560 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 0V$، وكذلك عند $I_D = 2mA$ فإن $V_{GS} = -1.12V$.

(أنظر الشكل التالي).



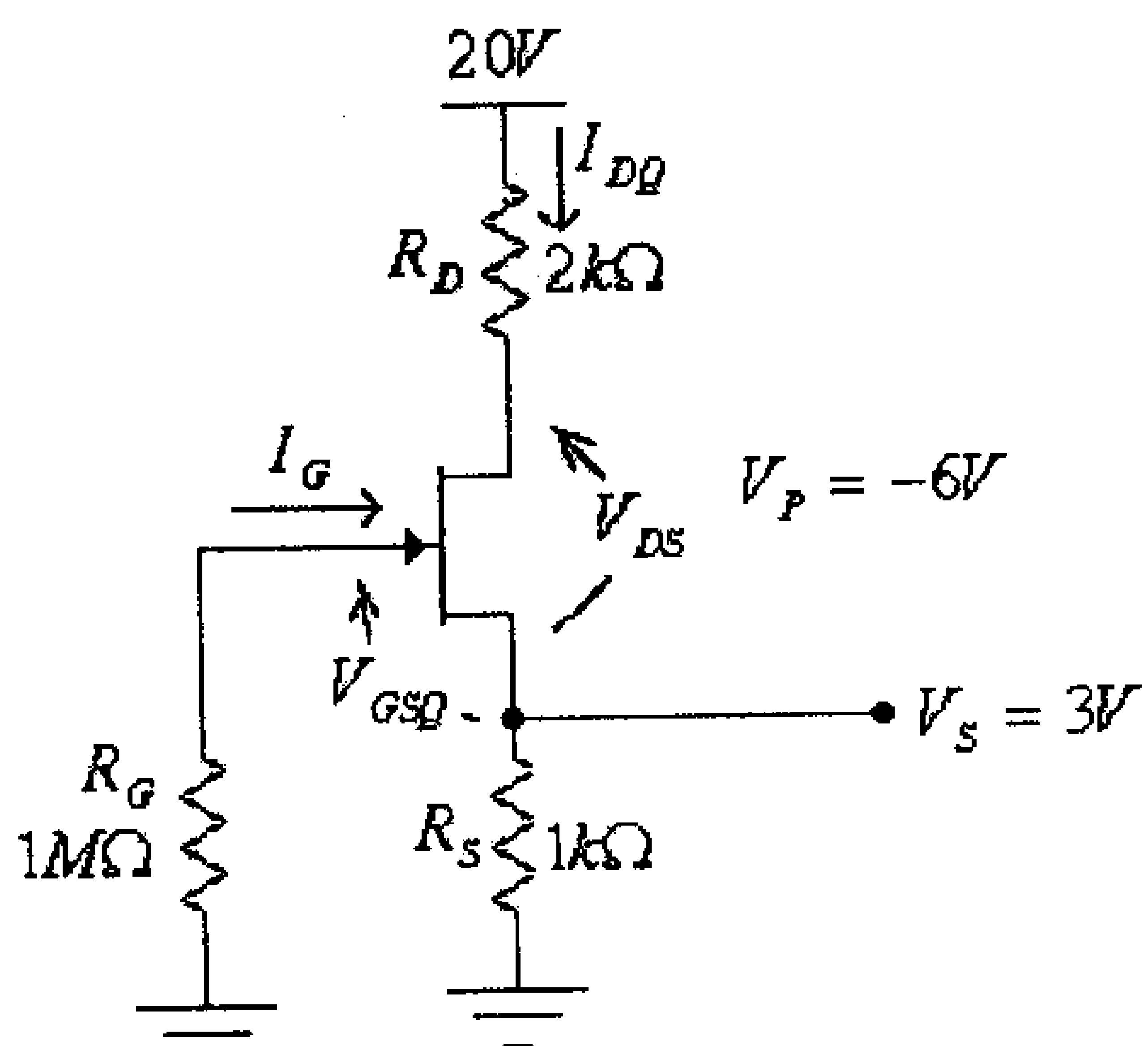
شكل (52)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانيستور ستكون نقطة العمل، أي الــ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GS}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 3.1mA$$
$$V_{GSQ} = -1.74V$$

ويمكنك ألآن أيجاد باقي القيم المطلوبة.

مثــال (5): للدائــرة التاليــة ، وإذا علمــت أن $V_S = 3V$، أوجــد قيمــة كل من: I_{DQ}, V_{SGQ}, I_{DSS}, V_D, V_{DS} و V_G.



شكل (53)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_{DQ} = I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{3}{1x10^3} = 3x10^{-3} A = 3mA$$

$$V_{GSQ} = V_G - V_S = 0 - 3 = -3V$$

ومن معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

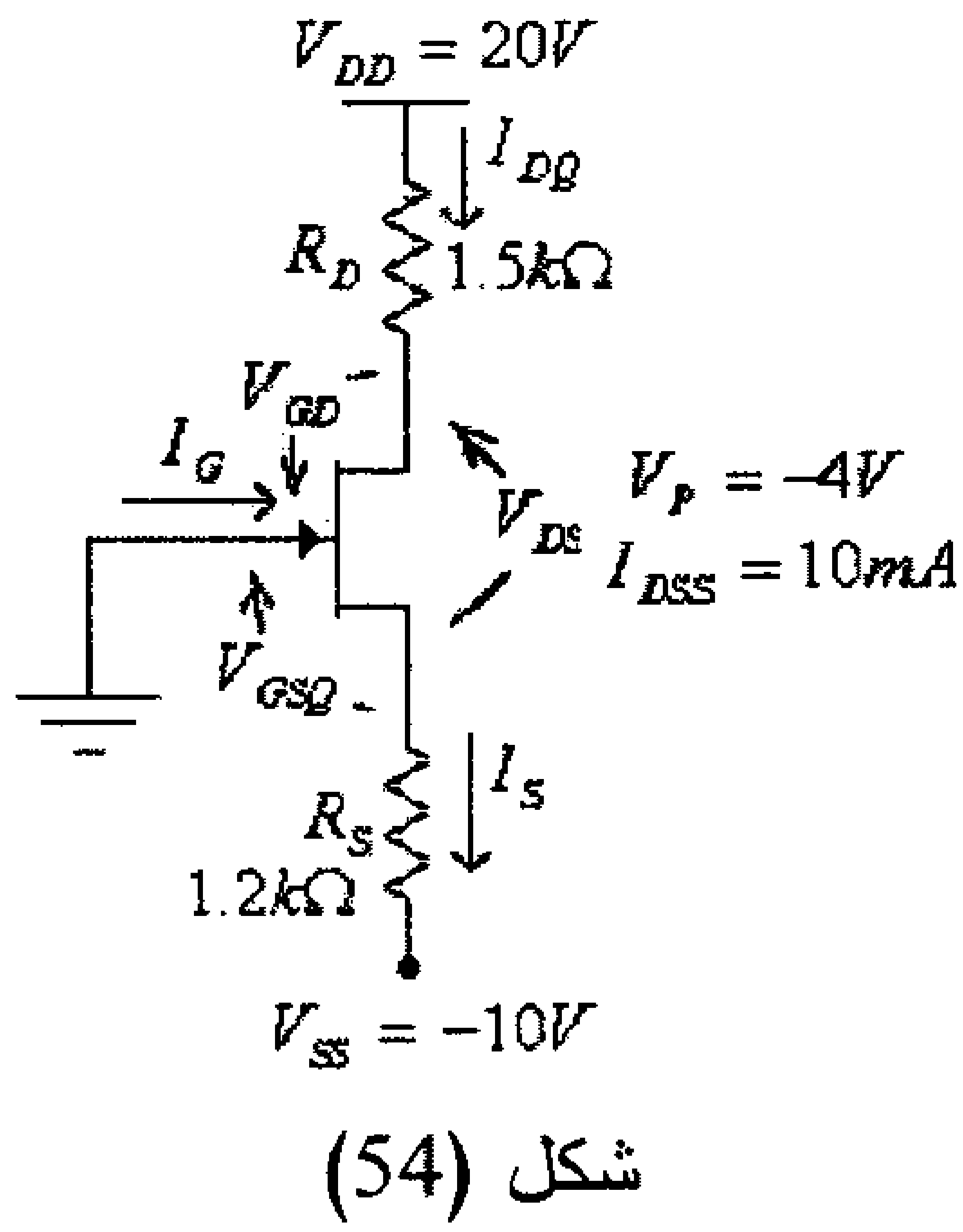
$$I_{DSS} = \frac{I_{DQ}}{\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2} = \frac{3x10^{-3}}{\left(1 - \frac{-3}{-6}\right)^2} = 12x10^{-3} A = 12mA$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 20 - 3x10^{-3}(2x10^3) = 14V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 14 - 3 = 11V$$

$$V_G = 0V$$

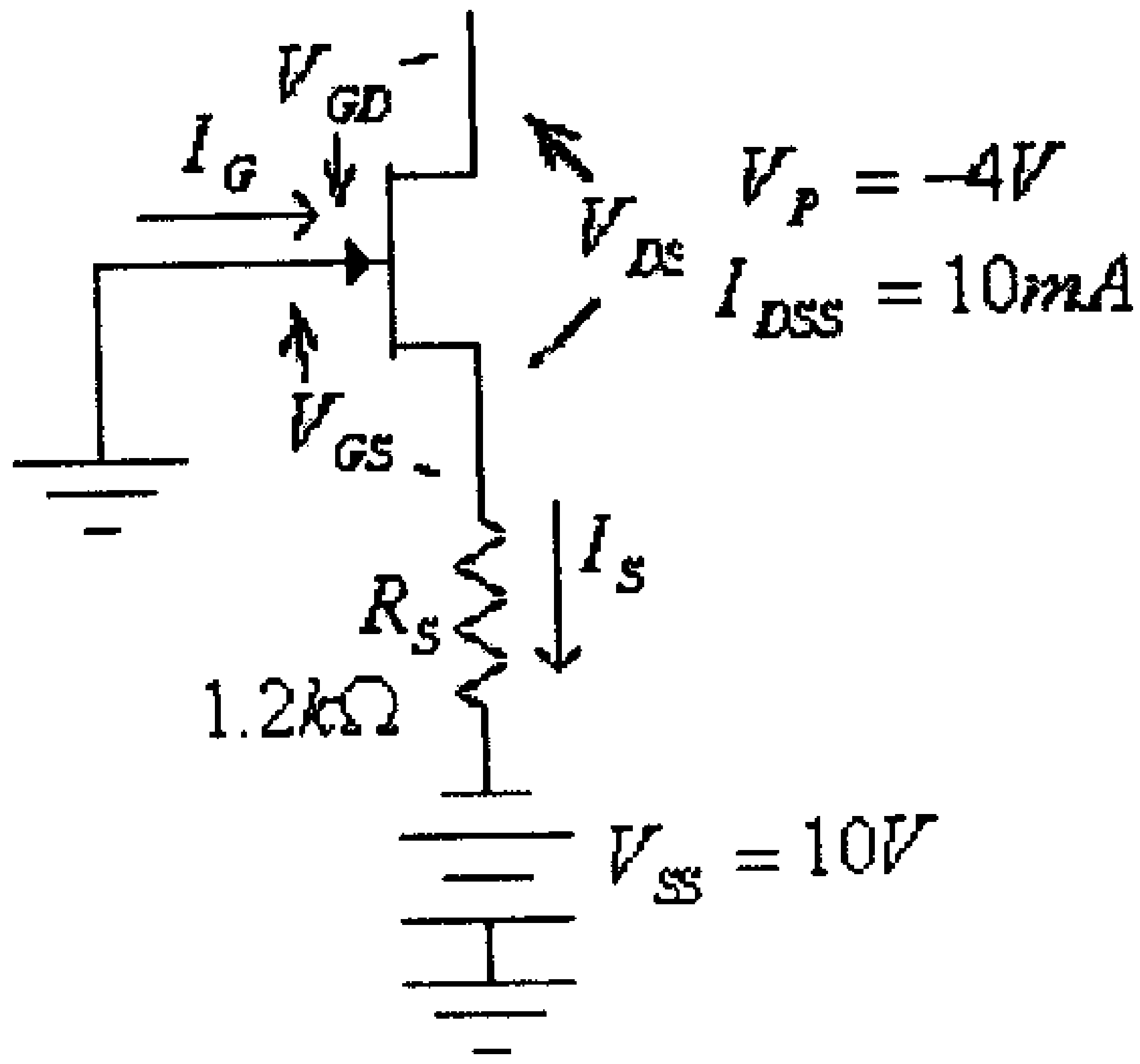
مثال (6): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ}، V_{GSQ}، V_{DS}، V_S، V_D و V_G.



شكل (54)

الحل:

الدائرة المدخلية هي كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (55)

في هذه الدائرة:

$$V_{SS} - V_{GS} - I_S.R_S = 0$$

أي أن:

$$V_{GS} = V_{SS} - I_S.R_S$$

ولكون:

$$I_S = I_D$$

فإن:

$$V_{GS} = V_{SS} - I_D.R_S = 10 - 1200I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة، في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1 + \frac{10 - 1200I_D}{4}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(3.5 - 300I_D\right)^2$$

ومنها:

$$900I_{DQ}^{\ 2} - 22I_{DQ} + 0.1225 = 0$$

وبحل هذه المعادلة، نجد:

$I_{DQ1} = 15.9mA$

$I_{DQ2} = 8.6mA$

ومن كون أن:

$V_{GS} = V_{SS} - I_D.R_S = 10 - 1200 I_D$

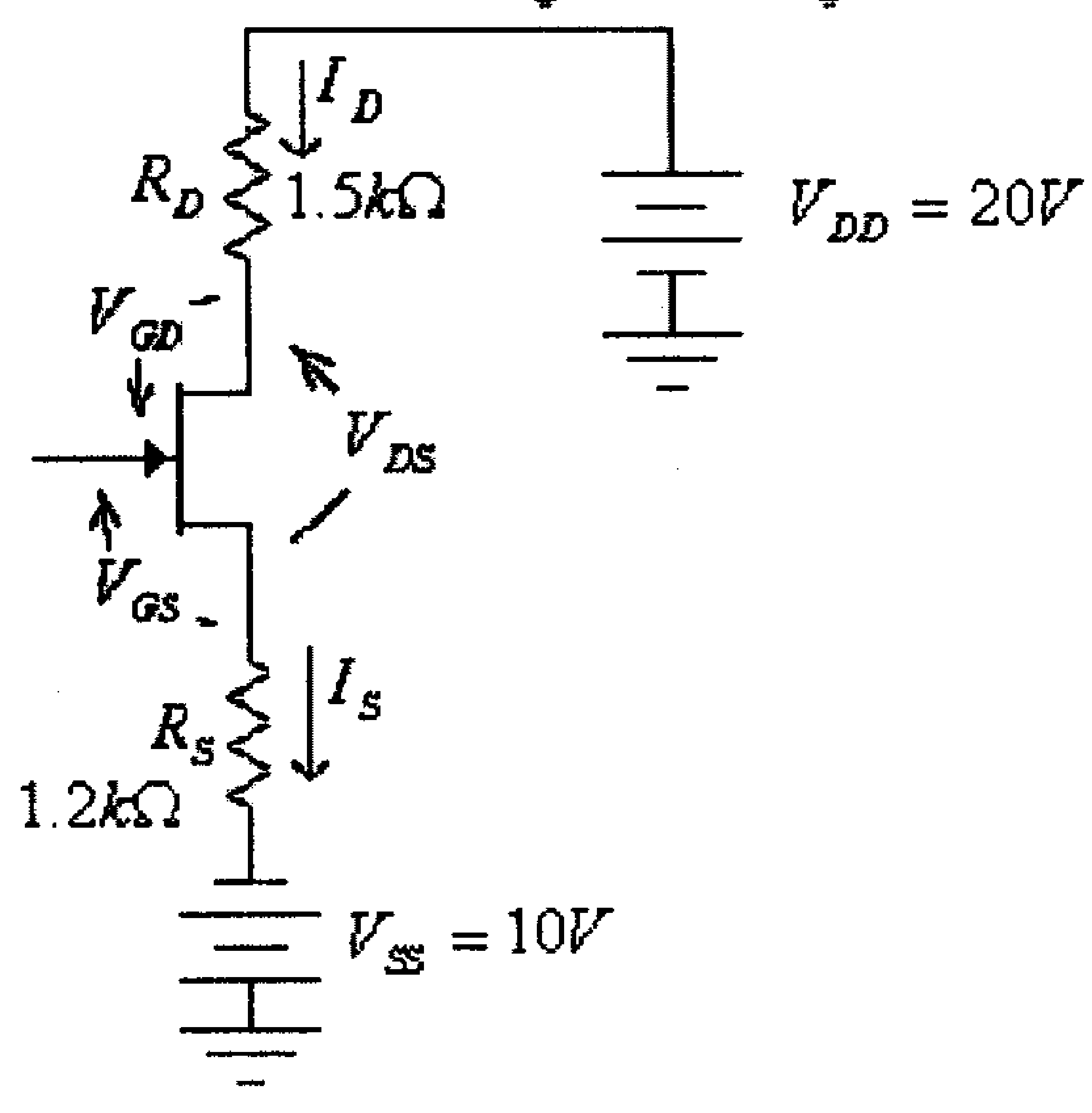
وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$V_{GS1} = V_{SS} - I_{DQ1}.R_S = 10 - 15.9x10^{-3}(1200) = -9.08V$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$I_{DQ} = I_{DQ2} = 8.6mA$

ومن الدائرة المخرجية، المبينة في الشكل التالي،



شكل (56)

نجد:

$V_{DD} - I_D.R_D - V_{DS} - I_D.R_S + V_{SS} = 0$

ومنها:

$V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D.(R_D + R_S)$

وبالتالي، فإن:

$$V_{DS} = V_{DD} + V_{SS} - I_D.(R_D + R_S) = 20 + 10 - 8.6x10^{-3}(1.5x10^3 + 1.2x10^3) = 6.78V$$

$$V_{GSQ} = V_{SS} - I_D.R_S = 10 - 8.6x10^{-3}(1200) = -0.32V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 20 - 8.6x10^{-3}(1.5x10^3) = 7.1V$$

$$V_S = V_D - V_{DS} = 7.1 - 6.78 = 0.32V$$

أو:

$$V_S = -V_{SS} + I_S.R_S = -10 + 8.6x10^{-3}(1.2x10^3) = 0.32V$$

ويمكن كذلك أيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

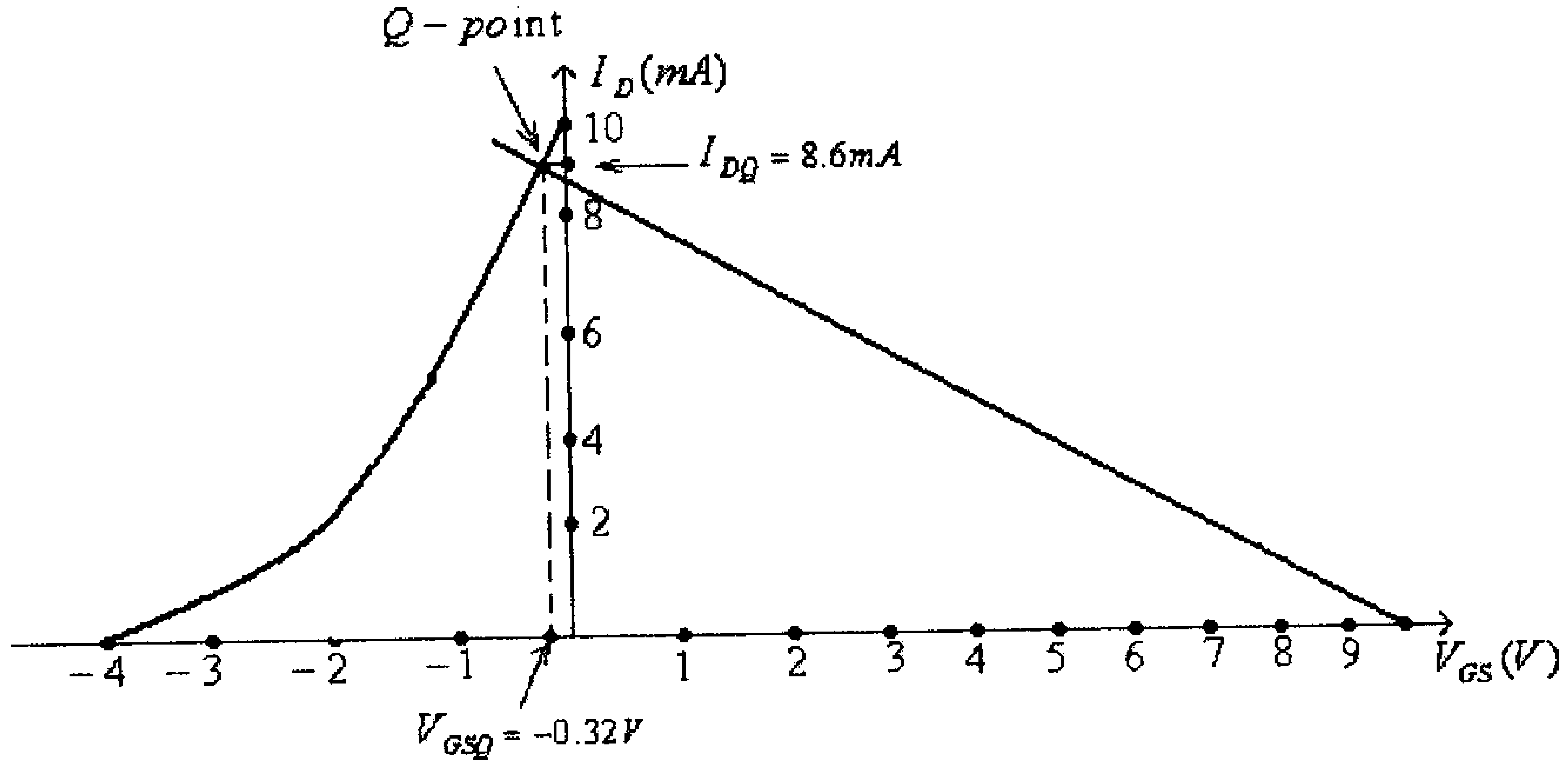
- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور، وذلك كما هومبين في شكل (10) السابق.
- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_{SS} - I_D.R_S$، أي:

$$V_{GS} = 10 - 1200 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم.

فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 10V$، وكذلك عند $V_{GS} = 0V$ فإن $I_D = 8.3mA$.

(أنظر الشكل التالي).

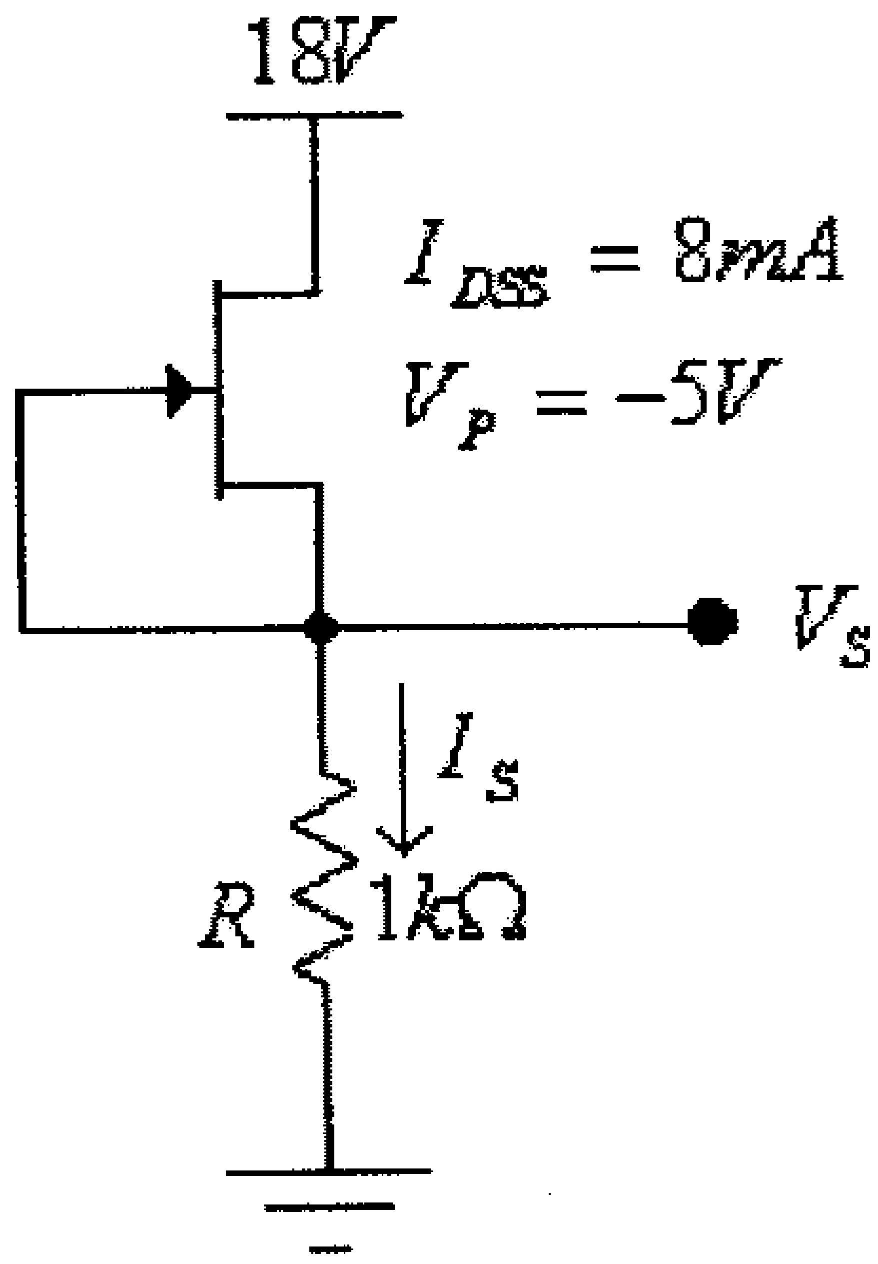


شكل (57)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانزيستور ستكون نقطة العمل، أي الـ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 8.6mA$$
$$V_{GSQ} = -0.32V$$

مثال (7): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_D ،V_{GS} ،V_{DS} ،V_S ،V_D و V_G.



شكل (58)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = 0V$$

وبالتالي، فإن:

$$I_D = I_S = I_{DSS} = 8mA$$

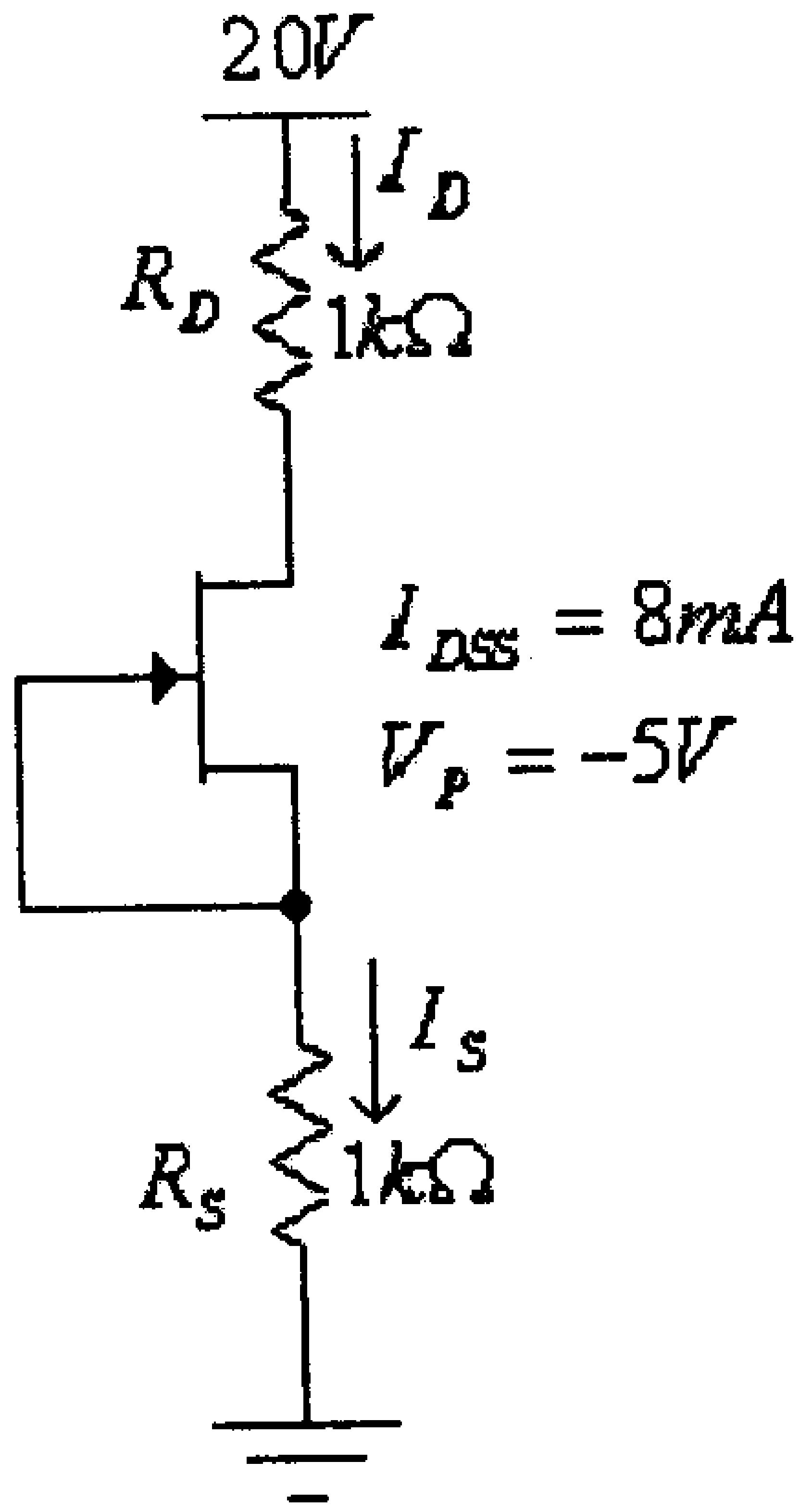
$$V_S = I_S.R_S = 8x10^{-3}(1x10^3) = 8V$$

$$V_D = V_{DD} = 18V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 18 - 8 = 10V$$

$$V_G = V_S = 8V$$

مثال (8):للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_D ، V_{DS} ، V_D ، V_S و V_G.



شكل (59)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = 0V$$

وبالتالي، فإن:

$$I_D = I_S = I_{DSS} = 8mA$$

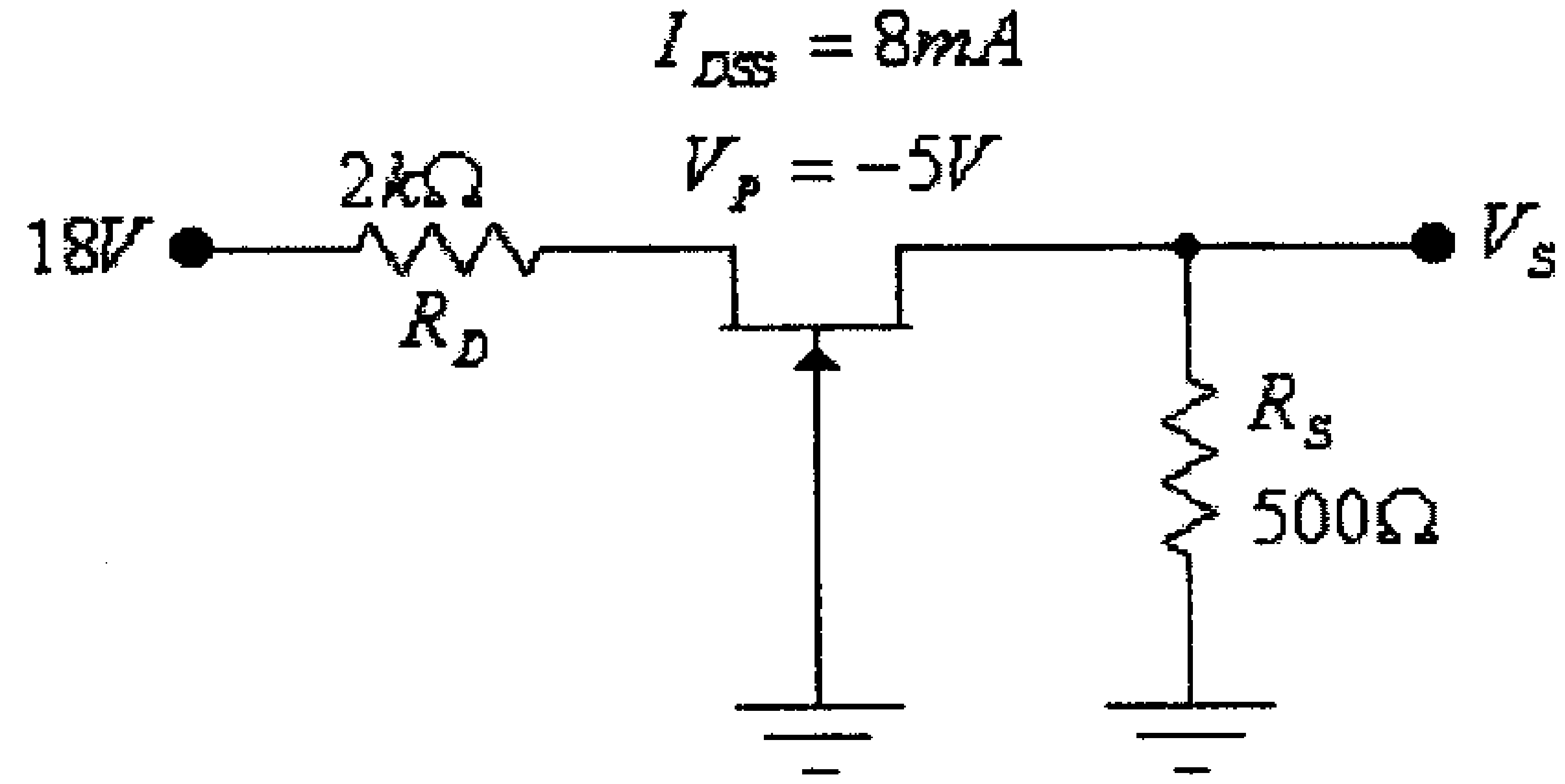
$$V_S = I_S.R_S = 8x10^{-3}(1x10^3) = 8V$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 20 - 8x10^{-3}(1x10^3) = 12V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 12 - 8 = 4V$$

$$V_G = V_S = 8V$$

مثال (9): للدائرة التالية، أوجد قيمة الجهد V_S.



شكل (60)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GS} = V_G - V_S = -V_S$$

$$I_D = I_S = \frac{V_S}{R_S} = \frac{V_S}{500}$$

وبتعويض هاتين القيمتين في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$\frac{V_S}{500} = 8x10^{-3}\left(1 - \frac{V_S}{5}\right)^2$$

ومنها:

$$V_S = 4(1 - 0.2V_S)^2$$

أي أن:

$$0.16V_S{}^2 - 2.6V_S + 4 = 0$$

ومنها:

$$V_{S1} = 14.53V$$
$$V_{S2} = 1.72V$$

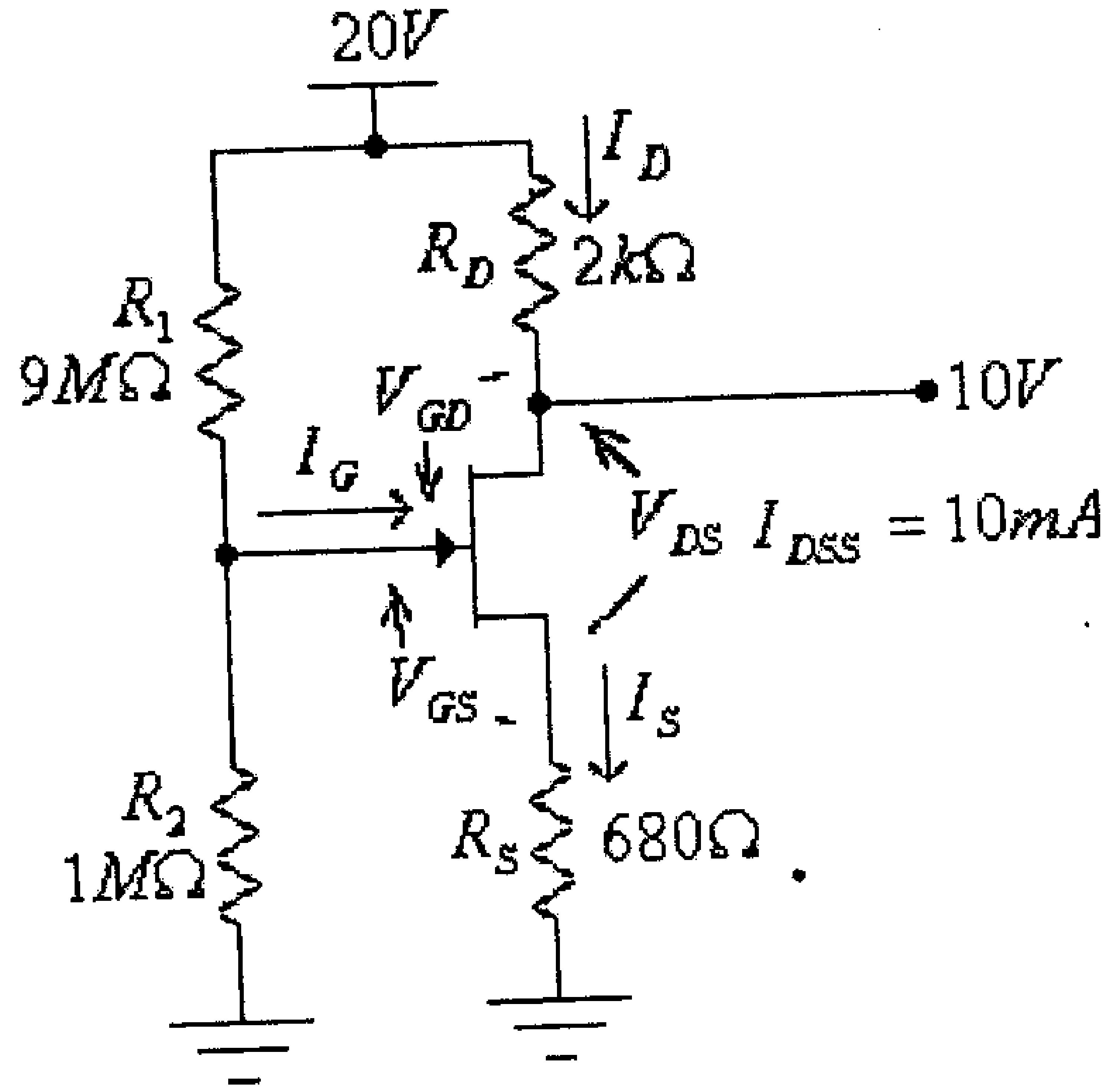
عند $V_S = V_{S1}$، فإن:

$$V_{GS1} = V_G - V_{S1} = -V_{S1} = -14.53V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة V_S هي:

$$V_S = V_{S2} = 1.72V$$

مثال (10): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_D , V_S , V_{DS} , V_G , V_{GS} و V_P.



شكل (61)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{20-10}{2x10^3} = 5x10^{-3}\,A = 5mA$$

$$V_S = I_S.R_S = I_D.R_S = 5x10^{-3}.680 = 3.4V$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = 10 - 3.4 = 6.6V$$

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{(R_1 + R_2)} = \frac{20(1x10^6)}{9x10^6 + 1x10^6} = 2V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 2 - 3.4 = -1.4V$$

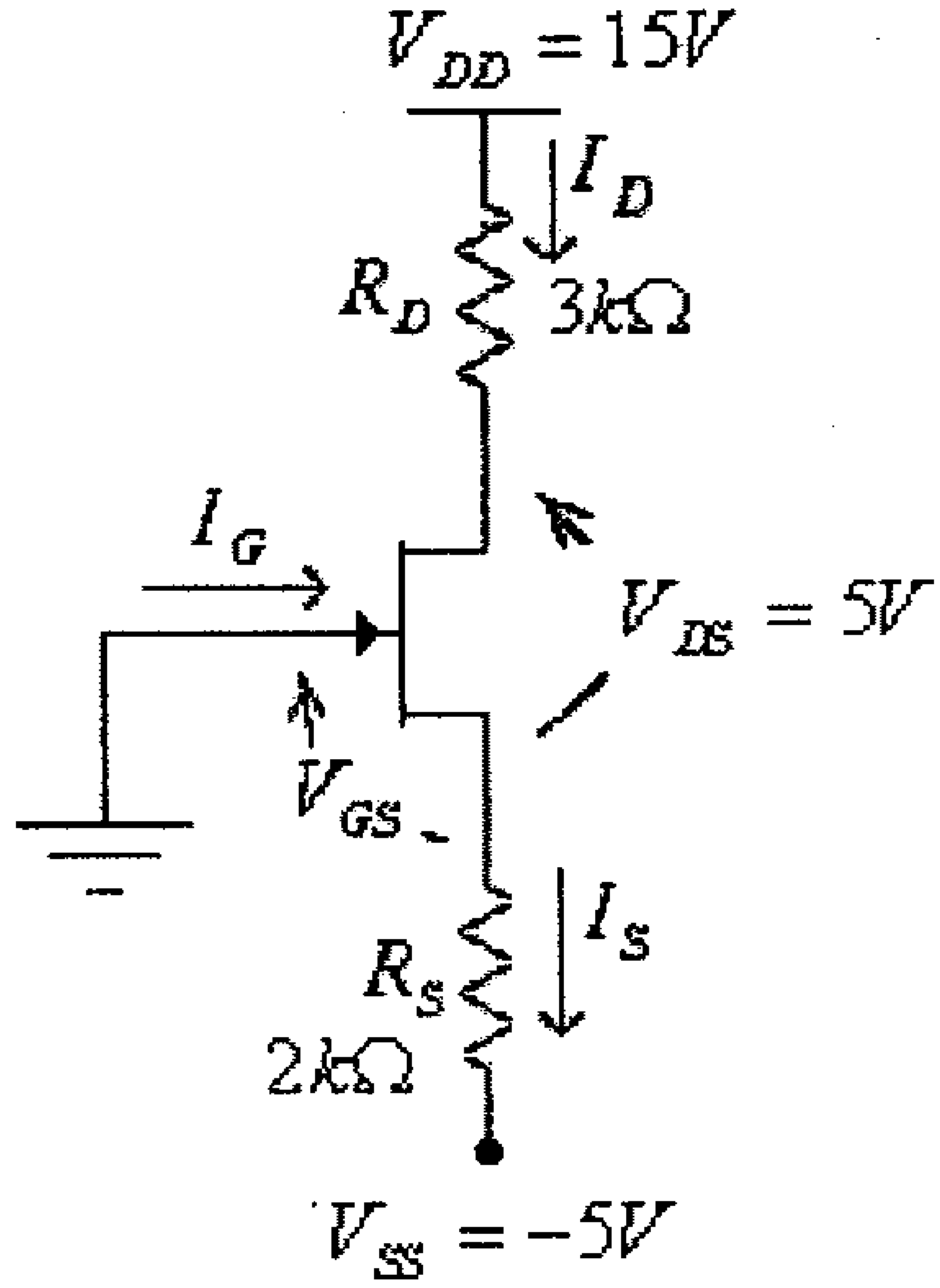
ومن معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$V_P = \frac{V_{GS}}{1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}} = \frac{-1.4}{1-\sqrt{\frac{5x10^{-3}}{10x10^{-3}}}} = -4.78V$$

مثال (11):للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من I_D , V_D ، V_S و V_{GS}



شكل (62)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_D = \frac{V_{DD}-V_{SS}-V_{DS}}{R_D+R_S} = \frac{15+5-5}{3x10^3+2x10^3} = 3x10^{-3}A = 3mA$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 15 - 3x10^{-3}(3x10^3) = 6V$$

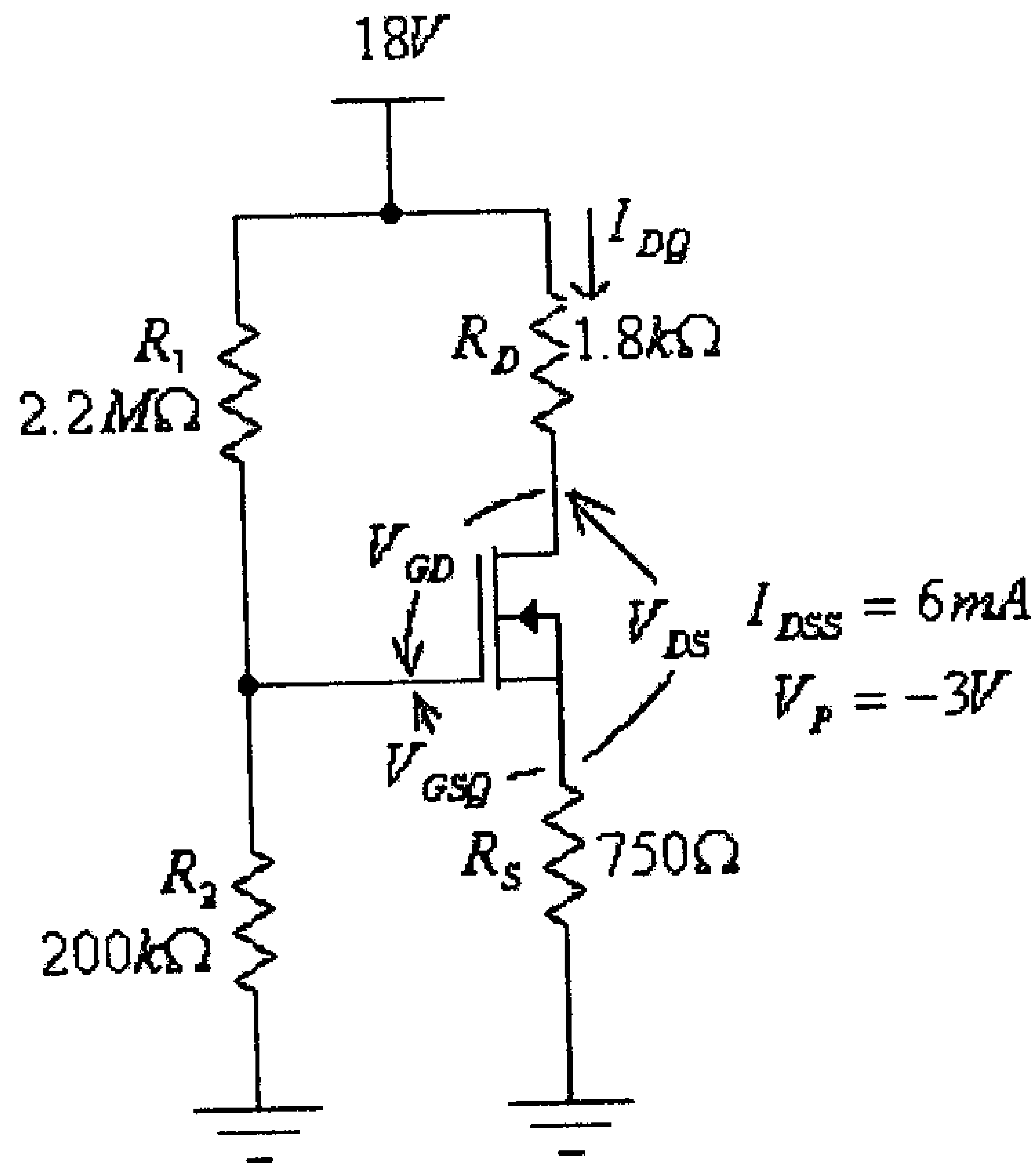
$$V_S = V_D - V_{DS} = 6 - 5 = 1V$$

أو:

$$V_S = V_{SS} + I_D.R_S = -5 + 3x10^{-3}(2x10^3) = 1V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 1 = -1V$$

مثال (12): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من V_{GSQ} ، I_{DQ} ، V_{DS} و V_{GD}.



شكل (63)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{(18).(200x10^3)}{2.2x10^6 + 200x10^3} = 1.5V$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 750I_D$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1+\frac{1.5-750I_{DQ}}{3}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1+\frac{1.5}{3}-\frac{750I_{DQ}}{3}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1.5-250I_{DQ}\right)^2$$

$$375I_D{}^2 - 5.5I_D + 0.0135 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{DQ1} = 11.5mA$$
$$I_{DQ2} = 3.1mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 750I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 11.5x10^{-3}(750) = -7.125V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 3.1mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - I_D.R_S = 1.5 - 3.1x10^{-3}(750) = -0.825V$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S) = 18 - 3.1x10^{-3}(1.8x10^3 + 750) = 10.1V$$

و:

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 18 - 3.1x10^{-3}(1800) = 12.42V$$

و:

$$V_{GD} = V_G - V_D = 1.5 - 12.42 = -10.92V$$

أو من كون أن:

$$V_{DS} + V_{GD} - V_{GS} = 0$$

نجد أن:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = -0.825 - 10.1 = -10.92V$$

ويمكن كذلك إيجاد قيمة التيار I_{DQ} بالرسم وذلك كما يلي:

- أرسم خاصية النقل (transfer characteristic) للترانزيستور. فمن معرفة أن لهذا الترانزيستور:

$$V_P = -3V$$
$$I_{DSS} = 6mA$$

يمكن كذلك أيجاد نقطتين ثانيتين على المنحنى الذي يمثل خاصية النقل، فعند:

$$V_{GS} = \frac{V_P}{2} = -1.5V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 6x10^{-3}\left(1 - \frac{-1.5}{-3}\right)^2 = 1.5x10^{-3}A = 1.5mA$$

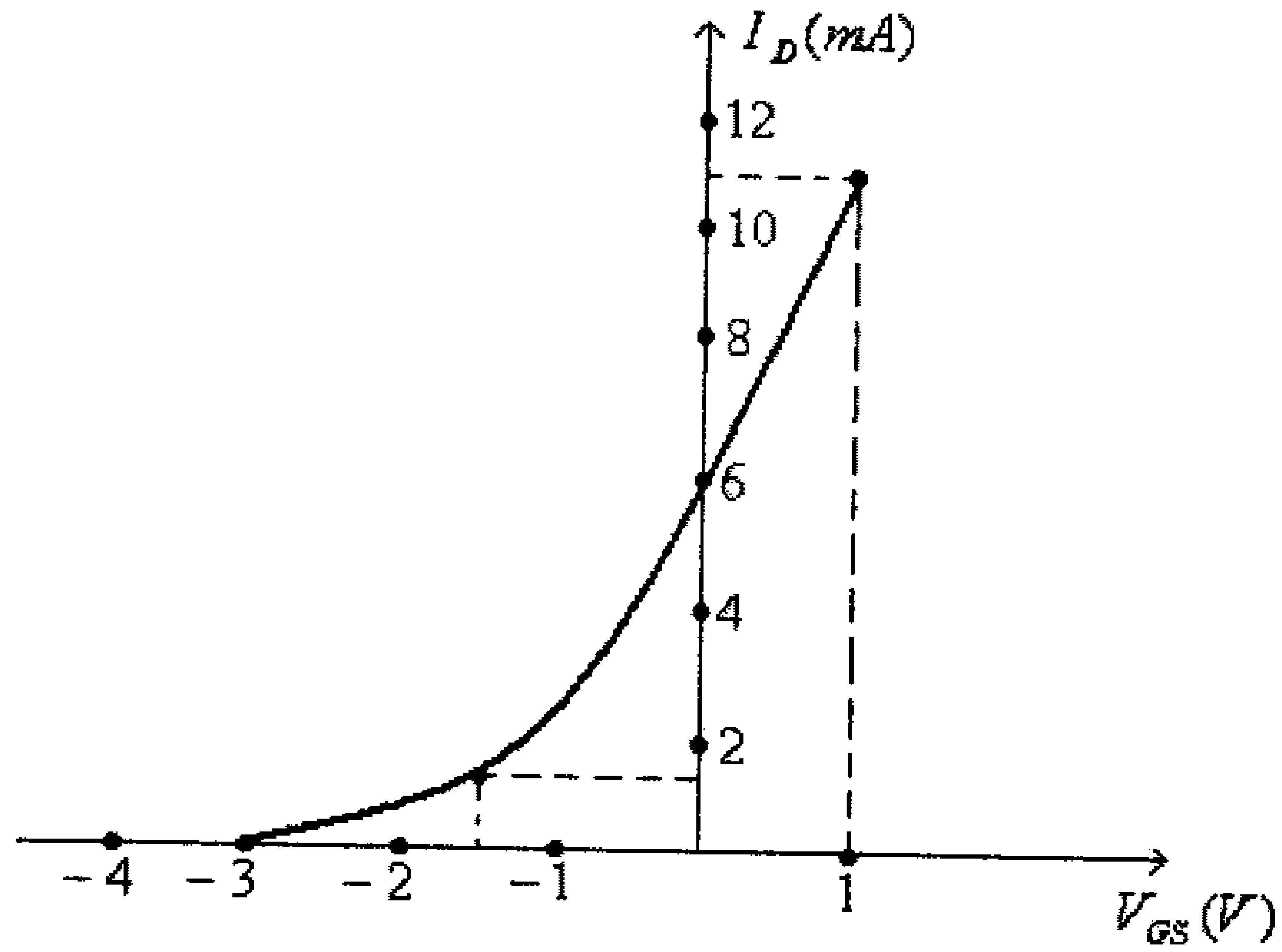
وعند:

$$V_{GS} = 1V$$

فإن:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = 6x10^{-3}\left(1 + \frac{1}{3}\right)^2 = 10.7x10^{-3}A = 10.7mA$$

وبالتالي فإن خاصية النقل لهذا الترانزيستور هي كما هو في الشكل التالي.



شكل (64)

- أرسم الخط المستقيم الذي تمثله المعادلة $V_{GS} = V_G - I_D.R_S$، أي:

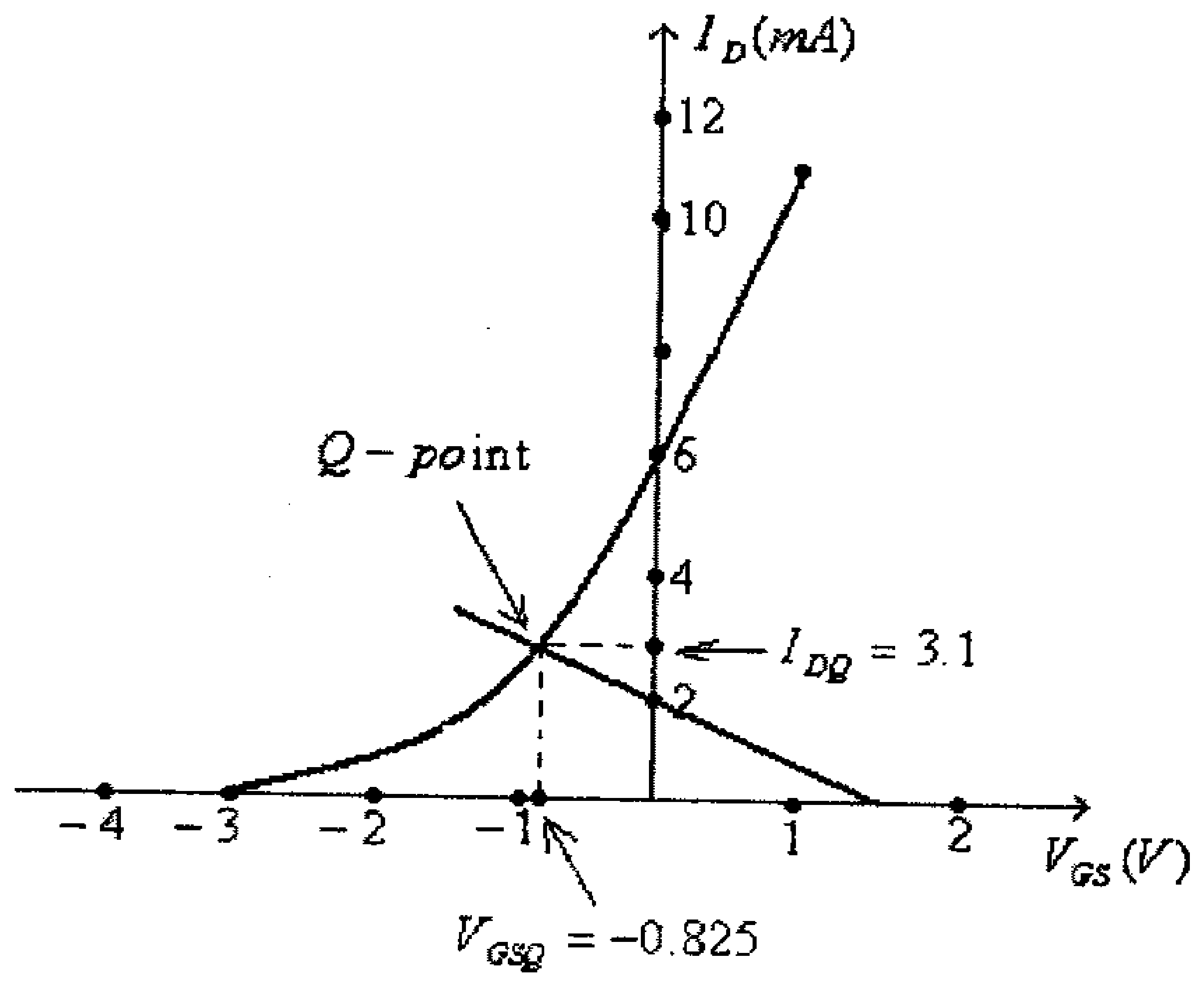
$$V_{GS} = 1.5 - 750 I_D$$

وذلك بإيجاد إحداثيات نقطتين من هذا الخط المستقيم. فمثلاً عند $I_D = 0A$ فإن $V_{GS} = 1.5V$.

وكذلك عند $V_{GS} = 0V$ فإن:

$$I_D = \frac{1.5}{750} = 0.002A = 2mA.$$

(أنظر الشكل التالي).



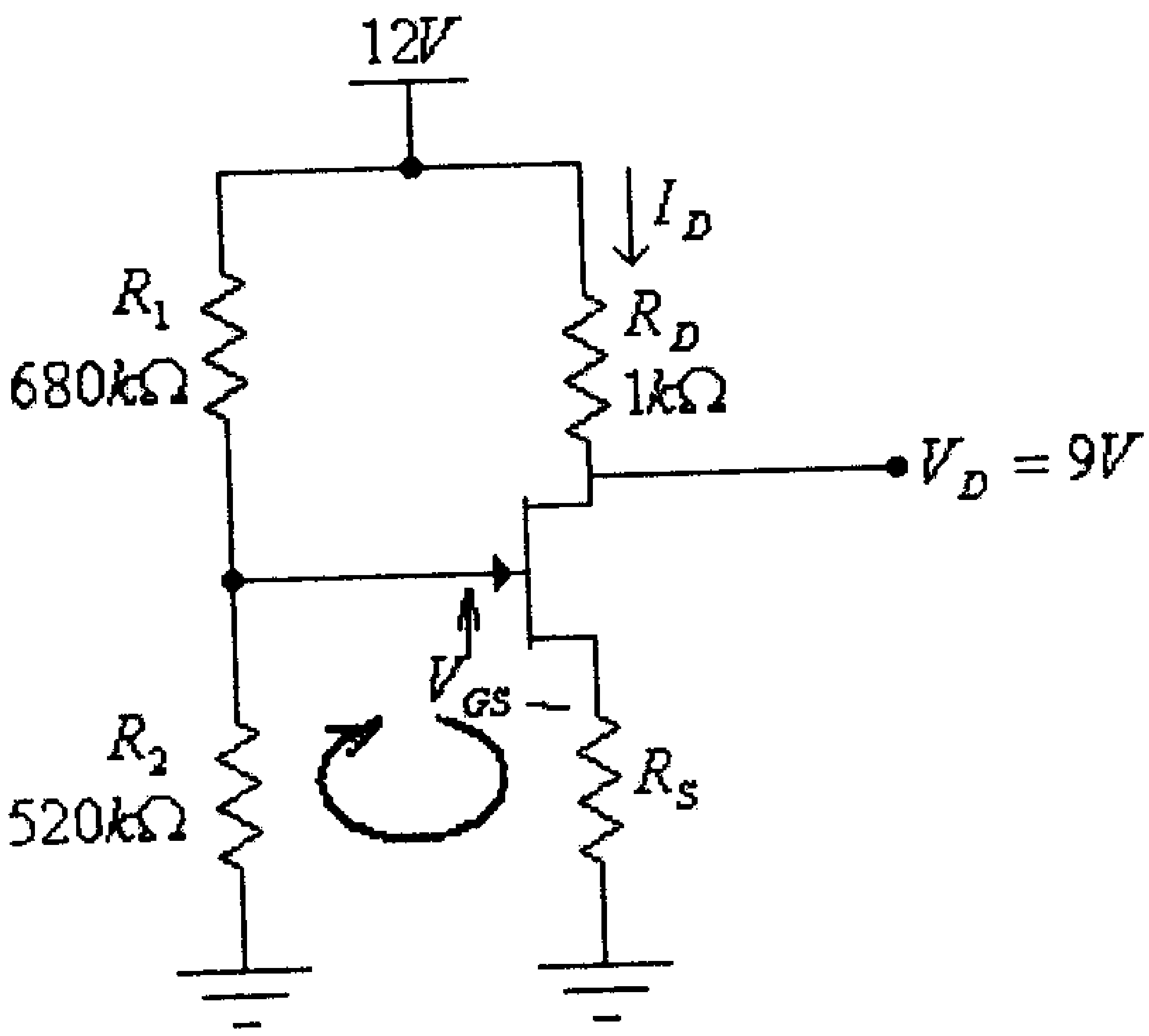
شكل (65)

- نقطة تقاطع الخط المستقيم الذي مع منحنى خاصية النقل (transfer function) للترانزيستور ستكون نقطة العمل، أي الـــ $Q-point$، والتي منها تستطيع تحديد قيمة كل من I_{DQ} وكذلك V_{GSQ}. فمن الشكل السابق:

$$I_{DQ} = 3.1mA$$
$$V_{GSQ} = -0.825V$$

ويمكن الآن إيجاد باقي القيم المطلوبة.

مثال (13): للدائرة التالية، أوجد قيمة المقاومة R_S، إذا علمت أن $V_D = 9V$ وأن $V_{GS} = -2V$.



شكل (66)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{12(520x10^3)}{680x10^3 + 520x10^3} = 5.2V$$

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R_D} = \frac{12-9}{1x10^3} = 3x10^{-3}A = 3mA$$

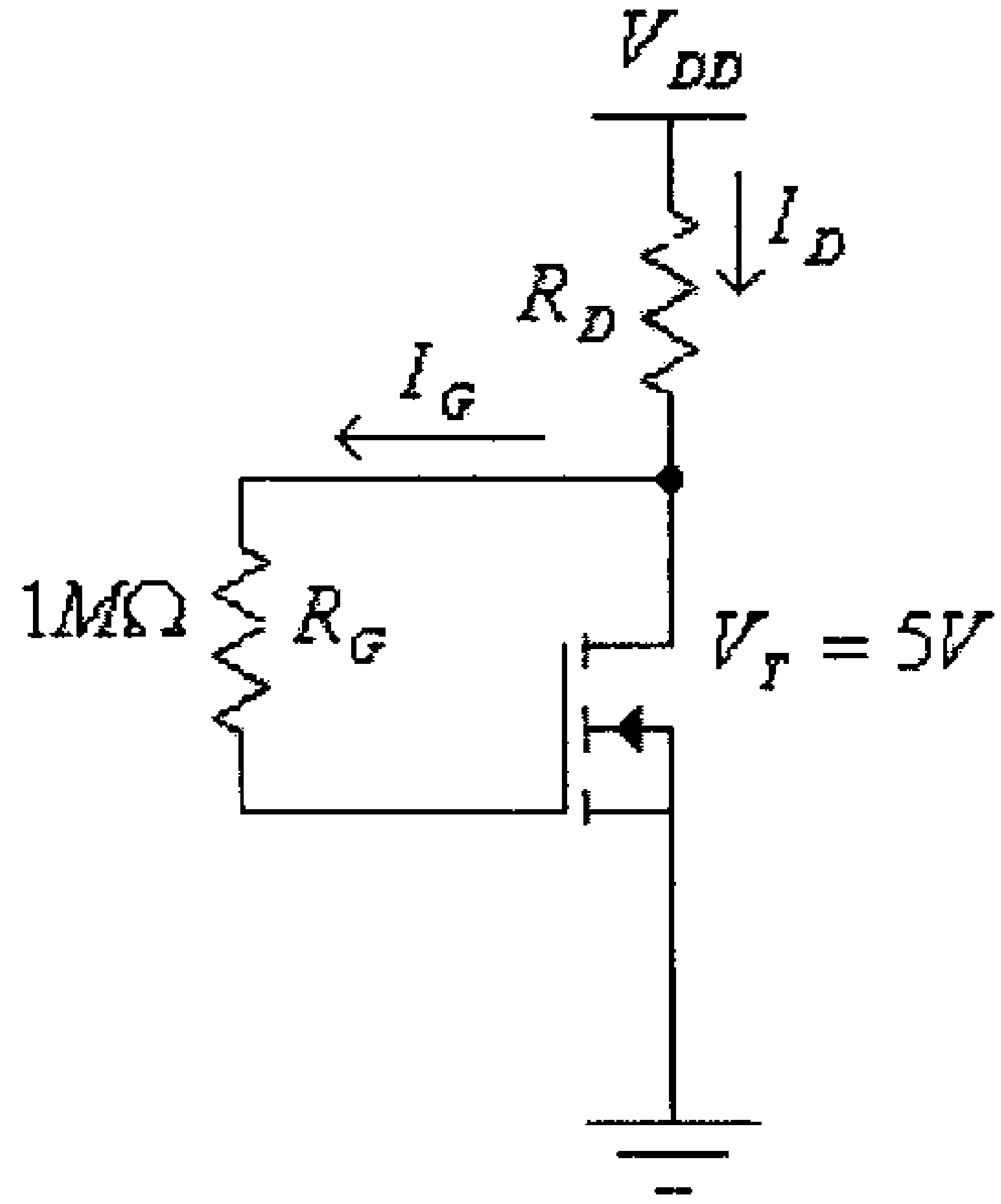
وللحلقة المبينة في الشكل أعلاه:

$$V_G - V_{GS} - I_D.R_S = 0$$

ومنها:

$$R_S = \frac{V_G - V_{GS}}{I_D} = \frac{5.2-(-2)}{3x10^{-3}} = 2.4x10\Omega = 2.4k\Omega$$

مثال (14): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من V_{DD} و R_D إذا علمت أن $V_{DS} = \frac{1}{2}V_{DD}$ وأن $V_{GS} = 8V$ و $I_D = 4mA$.



شكل (67)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I_G = 0A$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{RG} = I_G.R_G = 0V$$

ولكن:

$$V_{RG} = V_{DG}$$

أي أن:

$$V_{DG} = 0$$

ولكن:

$$V_{DG} = V_D - V_G$$

وبالتالي، فإن:

$$V_D - V_G = 0$$

أو:

$$V_D = V_G$$

أي أن:

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_G - V_S = V_{GS} = 8V$$

ومن كون:

$$V_{DS} = \frac{1}{2}V_{DD}$$

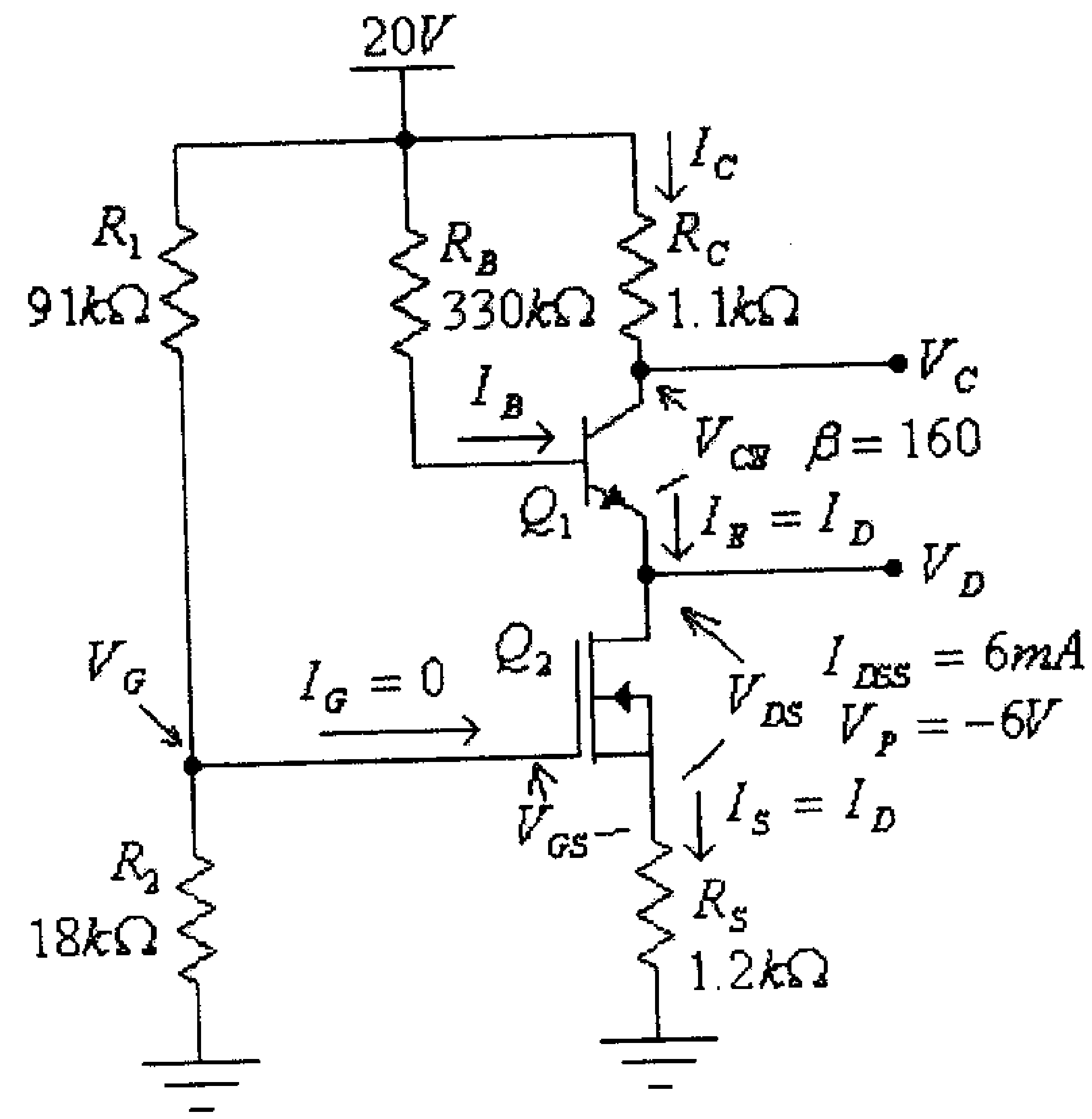
نجد:

$$V_{DD} = 2V_{DS} = 2x8 = 16V$$

وكذلك:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{16-8}{4x10^{-3}} = 2x10^3\,\Omega = 2k\Omega$$

مثال (15): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_G، V_{GS}، I_D، I_E، I_B، V_D و V_C.



شكل (68)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{CC}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20(18x10^3)}{91x10^3 + 18x10^3} = 3.3V$$

الترانزيستور Q_2 موصول بدائرة إنحياز مجزيء الفولطية، لهذا الترانزيستور:

$$V_S = I_D.R_S = 1200.I_D$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = 3.3 - 1200I_D$$

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$I_D = 6x10^{-3}\left(1 + \frac{3.3 - 1200I_{DQ}}{6}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}\left(1 + \frac{3.3}{6} - \frac{1200I_{DQ}}{6}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 6x10^{-3}(1.55 - 200I_{DQ})^2$$

$$240I_D{}^2 - 4.72I_D + 0.0144 = 0$$

وبحل هذه المعادلة التربيعية، نجد:

$$I_{D1} = 15.9mA$$

$$I_{D2} = 3.8mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 3.3 - 1200I_D$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GS1} = V_G - V_S = 3.3 - 1200 I_{D1} = 3.3 - 1200(15.9x10^{-3}) = -15.78V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أقل من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_D = I_{D2} = 3.8mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 3.3 - 1200 I_D = 3.3 - 1200(3.8x10^{-3}) = -1.26V$$

للترانزيستور Q_1، فإن:

$$I_C \approx I_E = I_D = 3.8mA$$

و:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{3.8x10^{-3}}{160} = 23.75x10^{-6} A = 23.75 \mu A$$

و:

$$V_B = V_{CC} - I_B . R_B = 20 - 23.75x10^{-6}(330x10^3) = 12.16V$$

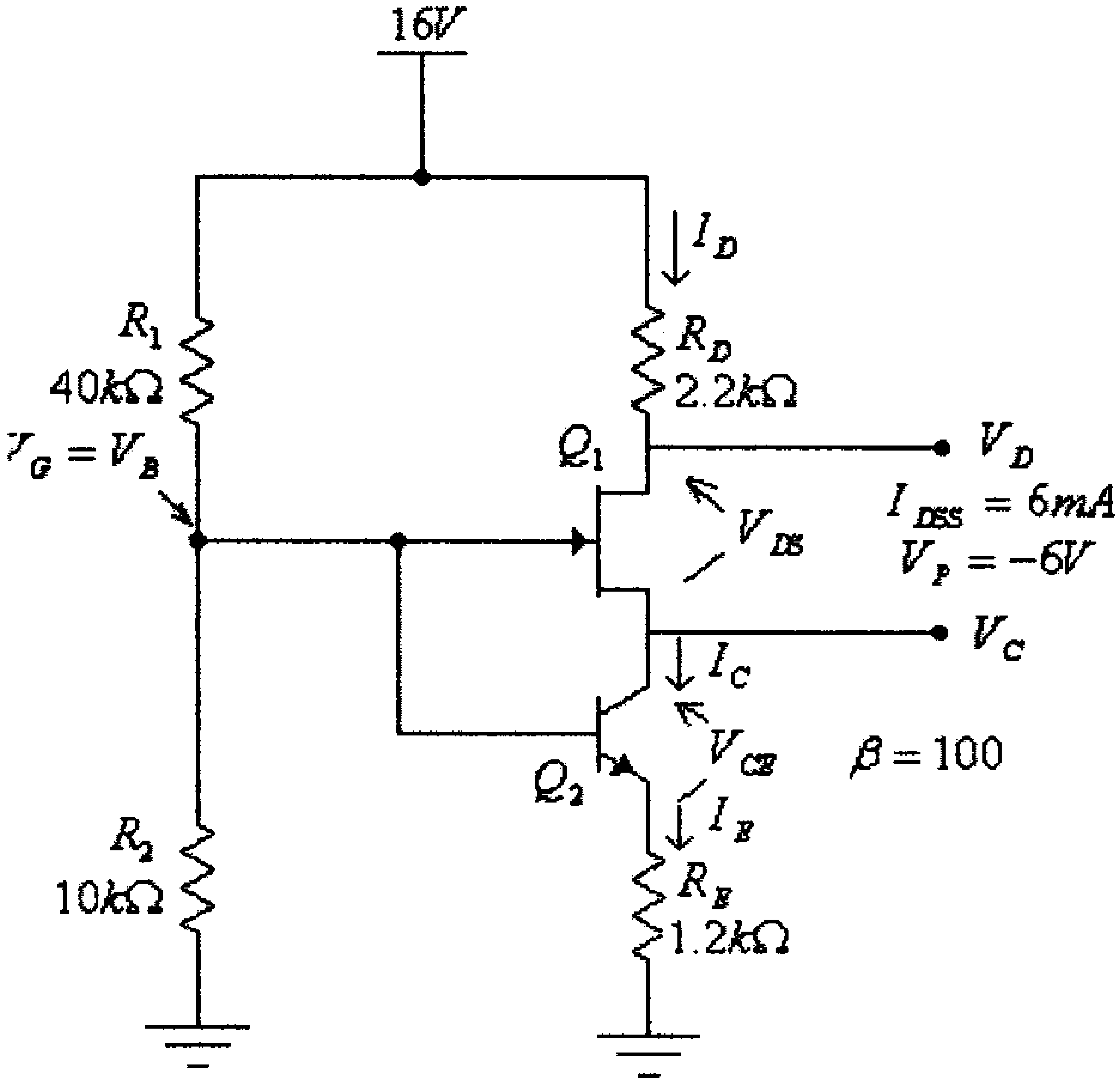
و:

$$V_E = V_D = V_B - V_{BE} = 12.16 - 0.7 = 11.46V$$

وأخيراً:

$$V_C = V_{CC} - I_C . R_C = 20 - 3.8x10^{-3}(1.1x10^3) = 15.82V$$

مثال (16): للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_B ، V_G ، V_E ، I_E ، I_C ، I_D ، I_B ، V_C ، V_S ، V_D ، V_{CE} و V_{DS}.



شكل (69)

الحل:

الترانزيستور Q_2 موصول بدائرة إنحياز مجزىء فولطية وفيها الشرط $\beta.R_E > 10.R_2$ محقق لأن $100(1.2x10^3) > 10.(10x10^3)$، لذا يمكن إستخدام الطريقة التقريبية، أي أن:

$$V_B = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2} = \frac{16(10x10^3)}{40x10^3 + 10x10^3} = 3.2V$$

وكذلك:

$$V_G = V_B = 3.2V$$

و:

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3.2 - 0.7 = 2.5V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.5}{1.2x10^3} = 2.1x10^{-3} A = 2.1mA$$

$$I_C \approx I_E = 2.1mA$$

وكذلك:

$$I_D = I_C = 2.1mA$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2.1x10^{-3}}{100} = 21x10^{-6}A = 21\mu A$$

$$V_D = V_{DD} - I_D.R_D = 16 - 2.1x10^{-3}(2.2x10^3) = 11.38V$$

وللترانزيستور Q_1، وبتطبيق معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$V_{GS} = V_P.\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -6\left(1 - \sqrt{\frac{2.1x10^{-3}}{6x10^{-3}}}\right) = -2.45V$$

ومن كون أن:

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

نجد:

$$V_S = V_G - V_{GS} = 3.2 + 2.45 = 5.65V$$

وكذلك:

$$V_C = V_S = 5.65V$$

و:

$$V_{CE} = V_C - V_E = 5.65 - 2.5 = 3.15V$$

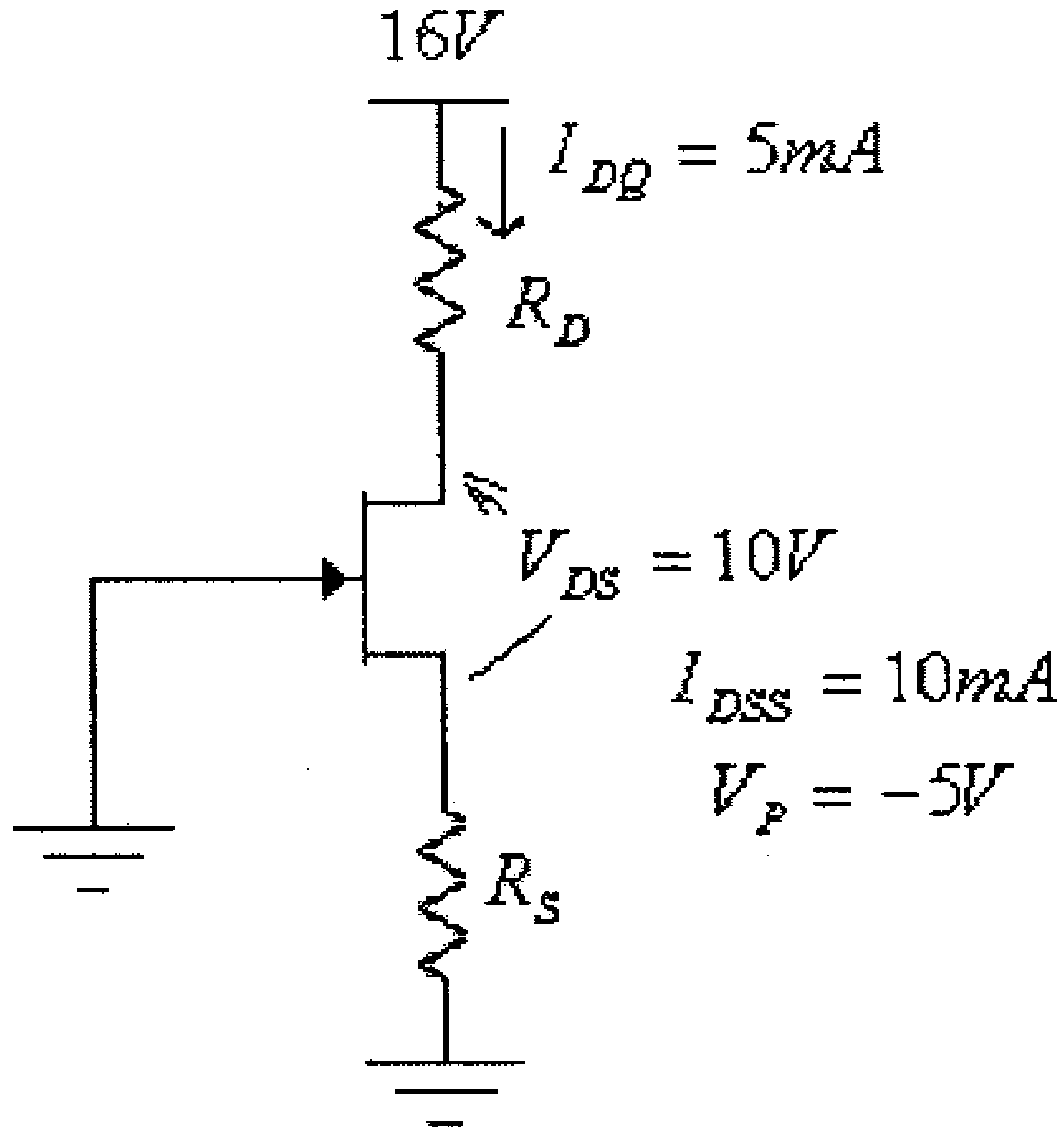
و:

$$V_{DS} = V_D - V_S = 11.38 - 5.65 = 5.73V$$

مثال (17): صمم دائرة إنحياز ذاتي لترانزيستور n-channel JFET إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -5V$ وأن نقطة العمل ($Q-point$) هي النقطة التي عندها $I_{DQ} = 5mA$ و $V_{DS} = 10V$، فولطية التغذية للدائرة هي $16V$.

الحل:

الدائرة المراد تصميمها هي كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (70)

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = -I_{DQ}.R_S = -5x10^{-3} R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$5x10^{-3} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{5x10^{-3} R_S}{5}\right)^2$$

أي أن:

$$1 = 2\left(1-1x10^{-3} R_S\right)^2$$

$$2x10^{-6}.R_S^{\ 2} - 4x10^{-3} R_S + 1 = 0$$

ومنها:

$R_{S1} = 1707\Omega$

$R_{S2} = 293\Omega$

والقيمة الأولى ($R_{S1} = 1707\Omega$) غير معقولة لأن قيمة V_{GSQ} عند هذه القيمة هي:

$V_{GSQ1} = -I_{DQ}.R_{S1} = -5x10^{-3}(1707) = -8.54V$

وهي أقل من قيمة V_P للترانزيستور.

وبالتالي، فإن:

$R_S = R_{S2} = 293\Omega$

نختار قيمة متوفرة عادة، وهي:

$R_S = 300\Omega$

ومن كون:

$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S)$

نجد:

$$R_D + R_S = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{16-10}{5x10^{-3}} = 1.2x10^3\Omega = 1.2k\Omega$$

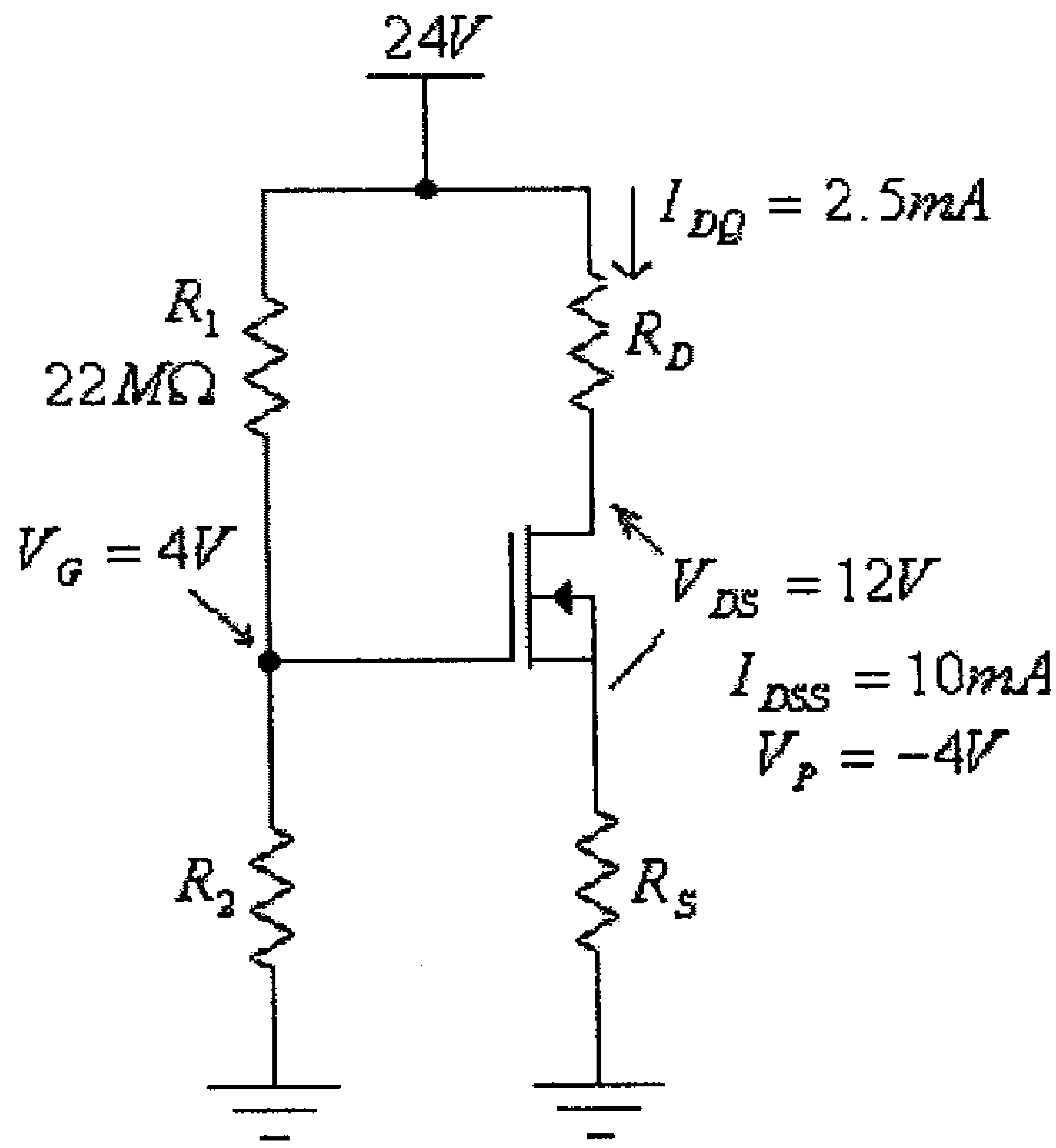
أي أن:

$R_D = 1200 - 300 = 900\Omega$

مثال (18): صمم دائرة إنحياز مجزىء فولطية لترانزيستور n-channel depletion-type MOSFET ، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $I_{DSS} = 10mA$ و $V_P = -4V$ وأن نقطة العمل ($Q-point$) هي النقطة التي عندها $I_{DQ} = 2.5mA$ و $V_{DS} = 12V$، وأن فولطية التغذية للدائرة هي $24V$. إختر $V_G = 4V$ و $R_1 = 22M\Omega$.

الحل:

الدائرة المراد تصميمها هي كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (71)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{V_{DD}.R_2}{R_1 + R_2}$$

ومنها:

$$R_2 = \frac{V_G.R_1}{V_{DD} - V_G} = \frac{4(22x10^6)}{24-4} = 4.4x10^6\,\Omega = 4.4M\Omega$$

كذلك:

$$V_S = I_D.R_S = 2.5x10^{-3}\,R_S$$

و:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 4 - 2.5x10^{-3}\,R_S$$

من معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

نجد:

$$2.5x10^{-3} = 10x10^{-3}\left(1 + \frac{4 - 2.5x10^3\,R_S}{4}\right)^2$$

أي أن:

$$1 = 4\left(2 - 6.25x10^{-4} R_S\right)^2$$

ومنها:

$$R_{S1} = 4k\Omega$$
$$R_{S2} = 2.4k\Omega$$

والقيمة الأولى ($R_{S1} = 4k\Omega$) غير معقولة لأن قيمة V_{GSQ} عند هذه القيمة هي:

$$V_{GS1} = V_G - V_{S1} = 4 - 2.5x10^{-3}(4x10^3) = -6V$$

وهي أقل من قيمة V_P للترانزيستور.

وبالتالي، فإن:

$$R_S = R_{S2} = 2.4k\Omega$$

ومن كون:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_D + R_S)$$

نجد:

$$R_D + R_S = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{24 - 12}{2.5x10^{-3}} = 4.8x10^3\,\Omega = 4.8k\Omega$$

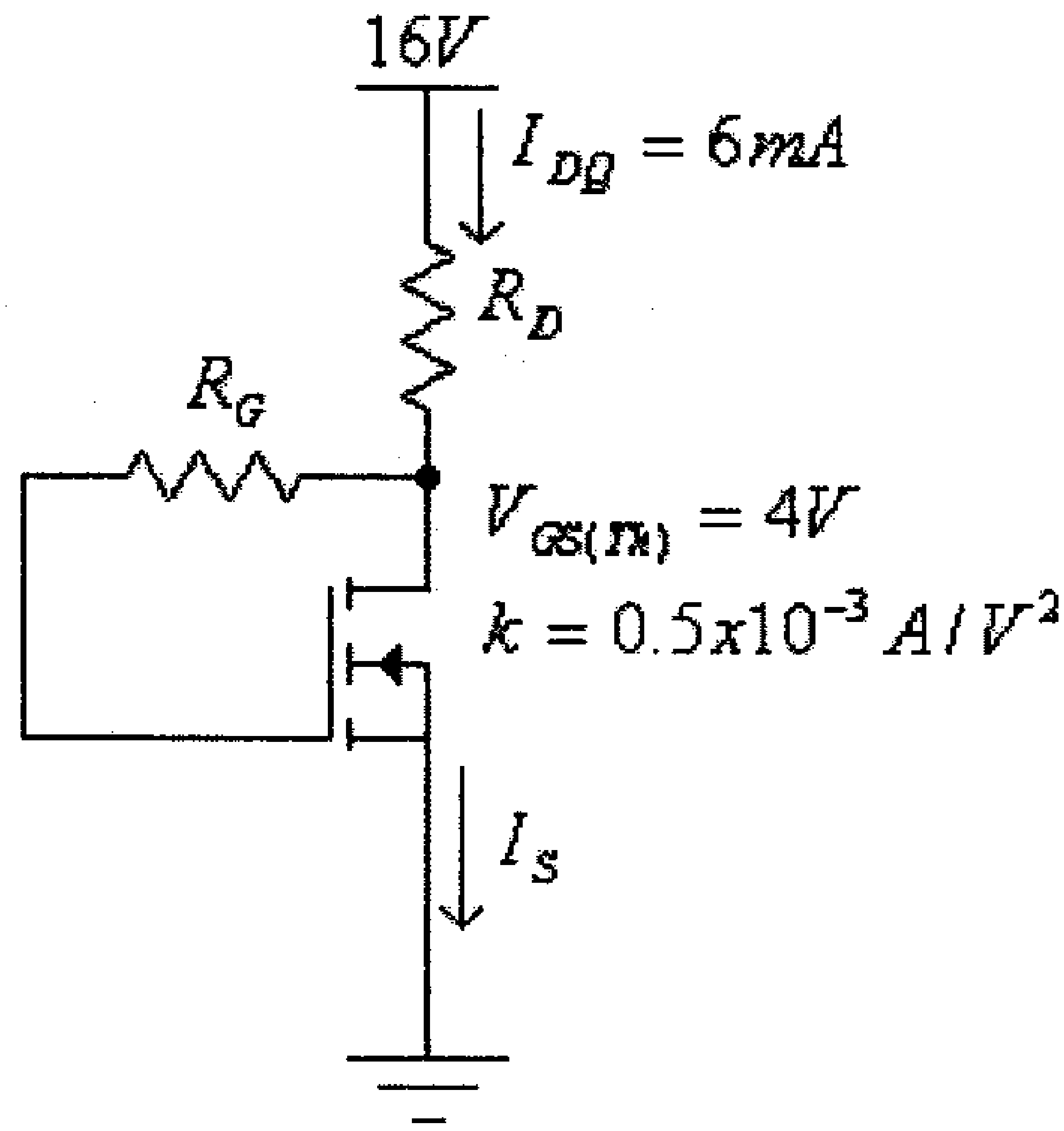
أي أن:

$$R_D = 4800 - 2400 = 2400\Omega = 2.4k\Omega$$

مثال (19): صمم دائرة إنحياز بتغذية راجعة لترانزيستور n-channel enhancement-type MOSFET ، إذا علمت أنه ولهذا الترانزيستور $V_{GS(Th)} = 4V$ و $k = 0.5x10^{-3}\,A/V^2$ وأن نقطة العمل ($Q - point$) هي النقطة التي عندها $I_{DQ} = 6mA$ ، وأن فولطية التغذية للدائرة هي $16V$.

الحل:

الدائرة المراد تصميمها هي كما هو مبين في الشكل التالي.



شكل (72)

الحل:

خاصية النقل (transfer characteristic) لهذا الترانزيستور هي:

$$I_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

أي:

$$I_D = 0.5x10^{-3}(V_{GS} - 4)^2$$

وبتعويض قيمة $I_{DQ} = 6mA$ في هذه المعادلة، نجد:

$$6x10^{-3} = 0.5x10^{-3}(V_{GS} - 4)^2$$

أي:

$$12 = (V_{GS} - 4)^2$$

ومنها:

$$V_{GS1} = 0.54V$$
$$V_{GS2} = 7.46V$$

والقيمة الأولى ($V_{GS1} = 0.54V$) غير معقولة لأنها أقل من قيمة $V_{GS(Th)}$ للترانزيستور.

وبالتالي، فإن:

$$V_{GS} = V_{GS2} = 7.46V$$

في هذه الدائرة:

$$V_D = V_G$$

أي أن:

$$V_{DS} = V_{GS} = 7.46V$$

وبالتالي فإن:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_{DQ}} = \frac{16 - 7.46}{6x10^{-3}} = 1423\Omega$$

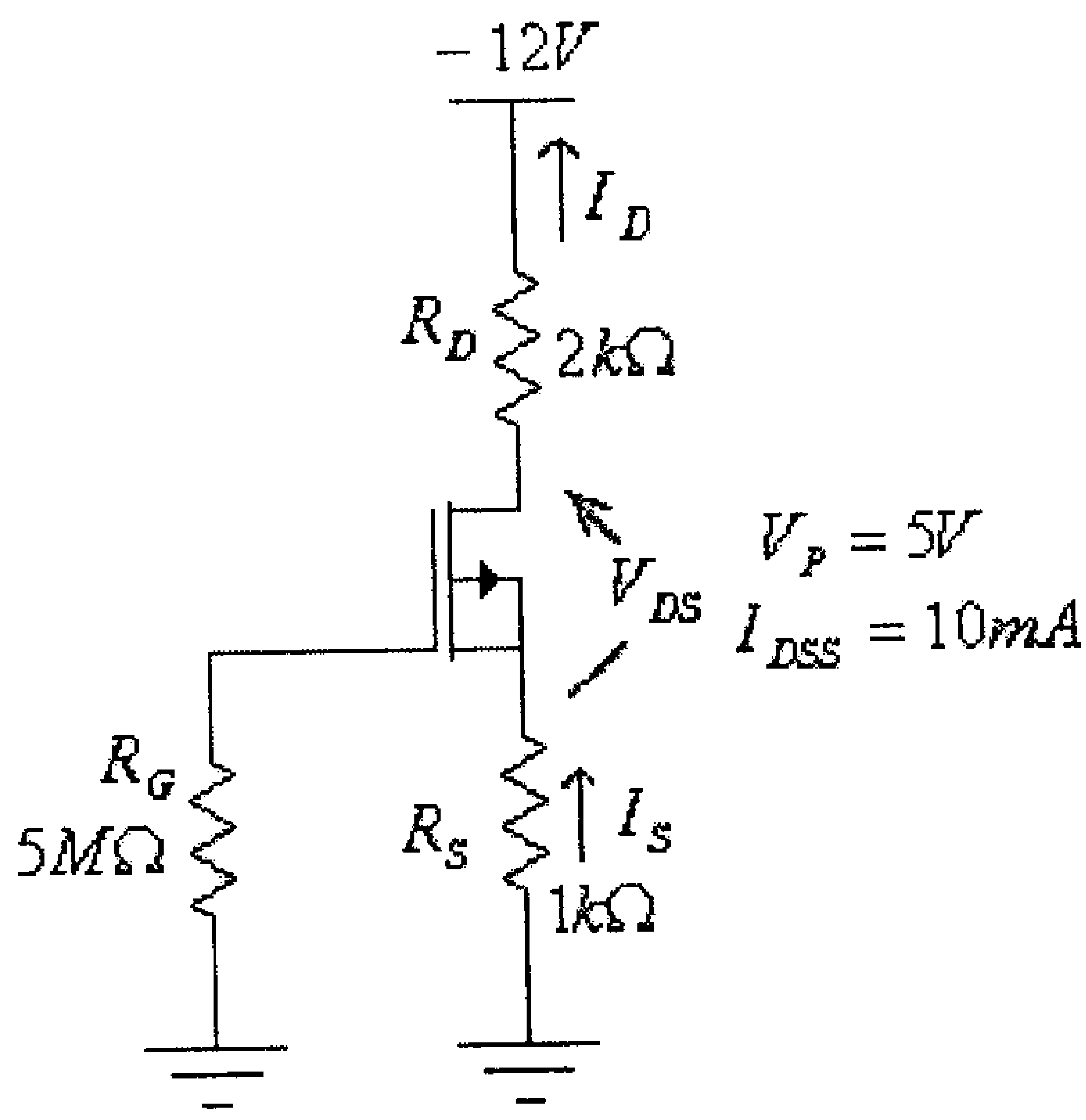
نختار قيمة متوفرة عادة وهي:

$$R_D = 1.5k\Omega$$

ولكون التيار المار في المقاومة R_G يساوي صفراً، فيتم عادة إختيار قيمة عالية لهذه المقاومة مثل:

$$R_G = 1M\Omega$$

مثال (20) : لدائرة الإنحياز الذاتي التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} ، V_{GSQ} ، V_{DS} ، V_S ، V_D و V_G.



شكل (73)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_{GSQ} = I_{DQ}.R_S$$

وبتعويض قيمة V_{GS} من هذه المعادلة في معادلة Shockley:

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

أي أن:

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1-\frac{I_{DQ}.R_S}{V_P}\right)^2$$

أو:

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}\left(1-\frac{1000I_{DQ}}{5}\right)^2$$

$$I_{DQ} = 10x10^{-3}(1-200I_{DQ})^2$$

أي أن:

$$400I_{DQ}^{\ 2} - 5I_{DQ} + 0.01 = 0$$

ومنها:

$$I_{DQ1} = 10mA$$
$$I_{DQ2} = 2.5mA$$

ومن كون أن:

$$V_{GSQ} = I_{DQ}.R_S = 1000.I_{DQ}$$

وبتعويض قيمة I_{DQ1} في هذه المعادلة، نجد:

$$V_{GSQ1} = I_{DQ1}.R_S = 1000.I_{DQ1} = 1000(10x10^{-3}) = 10V$$

وهذا غير معقول لأن V_{GS} في هذه الحالة أكبر من قيمة V_P ويكون الترانزيستور في حالة off.
أي أن قيمة تيار المصرف هي:

$$I_{DQ} = I_{DQ2} = 2.5mA$$

وبالتالي، فإن:

$$V_{GSQ} = I_{DQ}.R_S = 2.5x10^{-3}(1x10^3) = 2.5V$$

$$V_{DS} = V_{DD} + I_D.(R_D + R_S) = -12 + 2.5x10^{-3}(2x10^3 + 1x10^3) = -4.5V$$

$$V_S = -I_D.R_S = -2.5x10^{-3}(1x10^3) = -2.5V$$

$$V_D = V_{DD} + I_D.R_D = -12 + 2.5x10^{-3}(2x10^3) = -7V$$

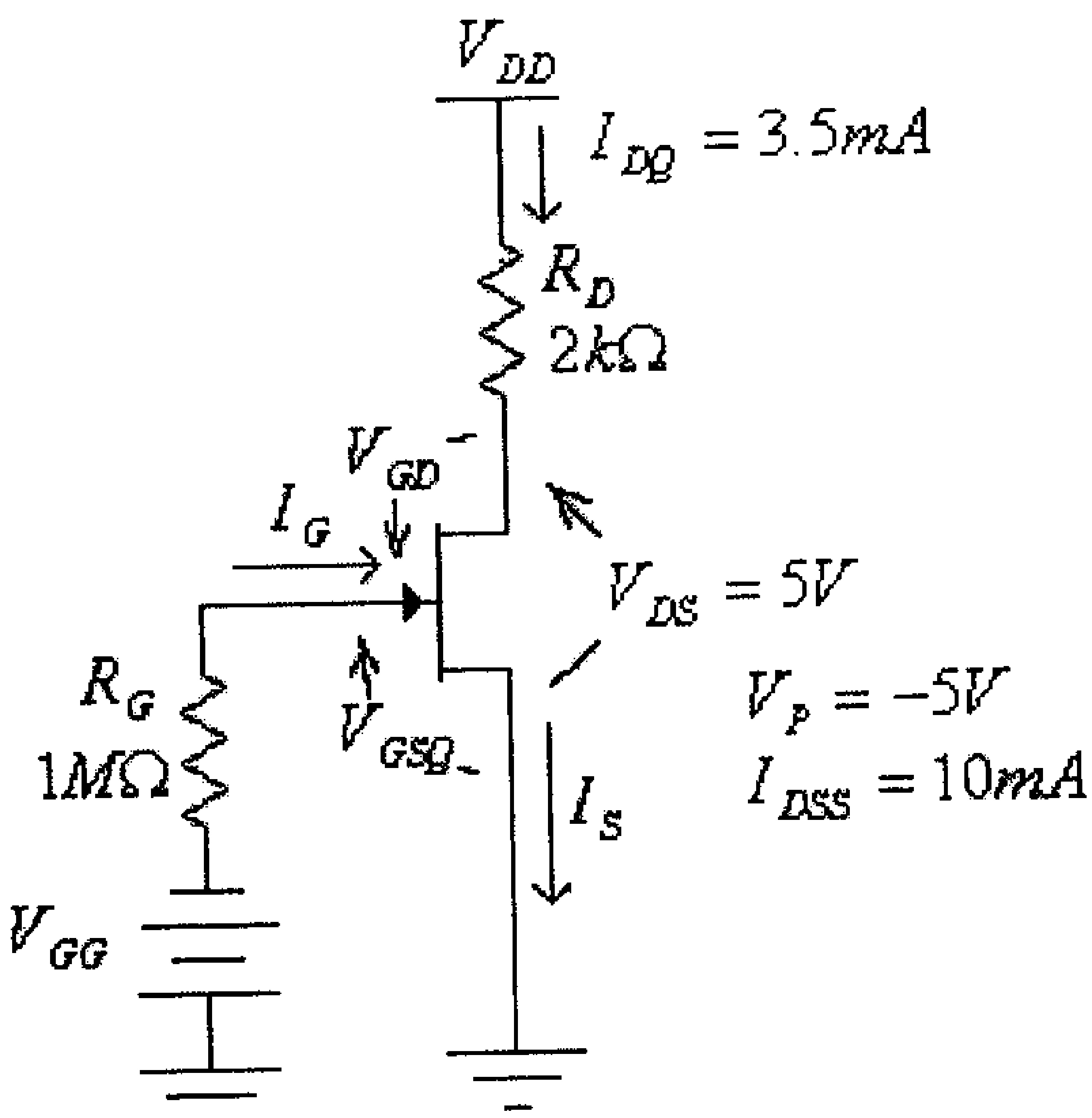
أو:

$$V_D = V_S + V_{DS} = -2.5 - 4.5 = -7V$$

$$V_G = 0V$$

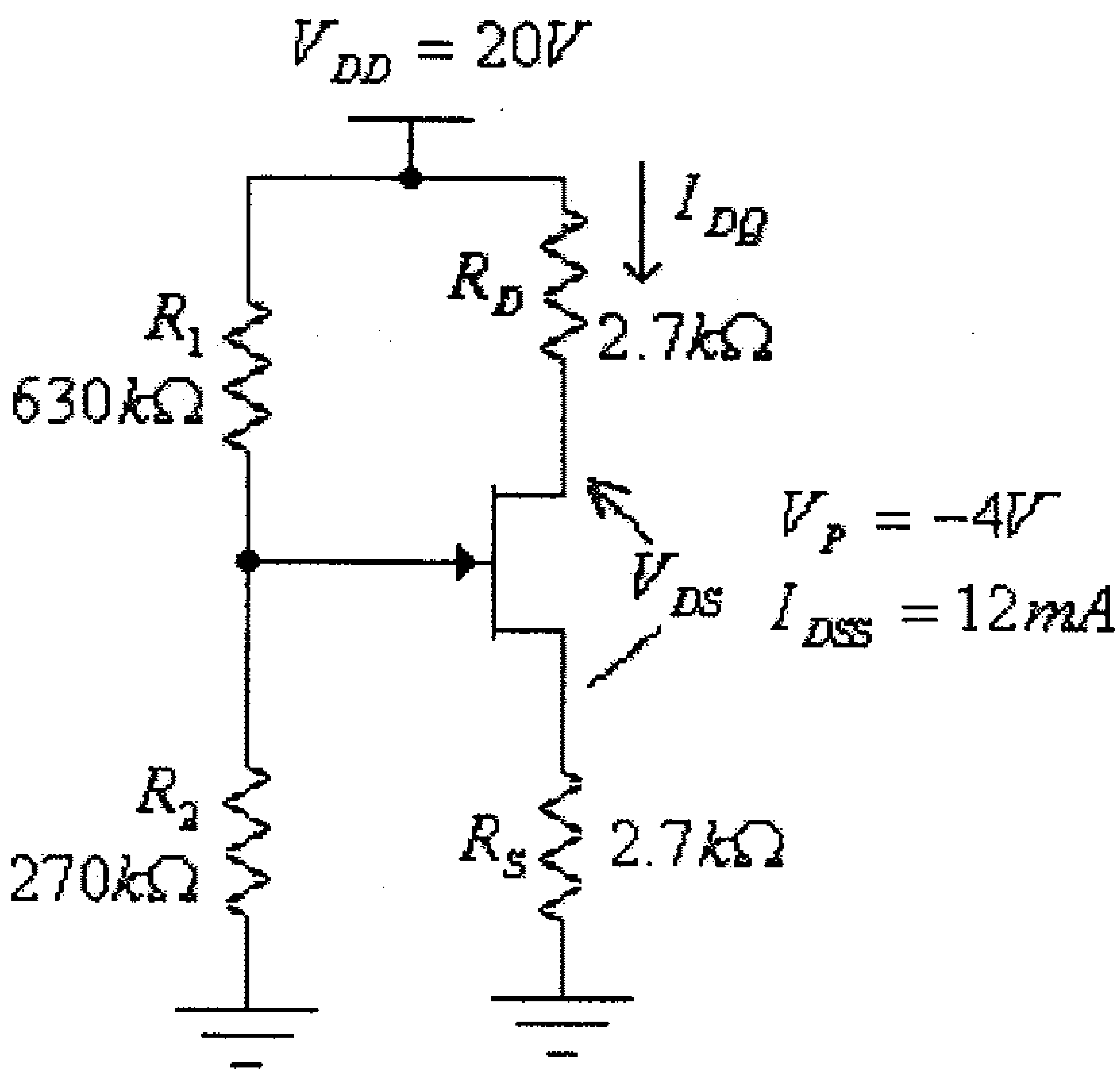
6.12 تمارين

1) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_{DD} و V_{GG}.



شكل (74)

2) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} و V_{DS}.



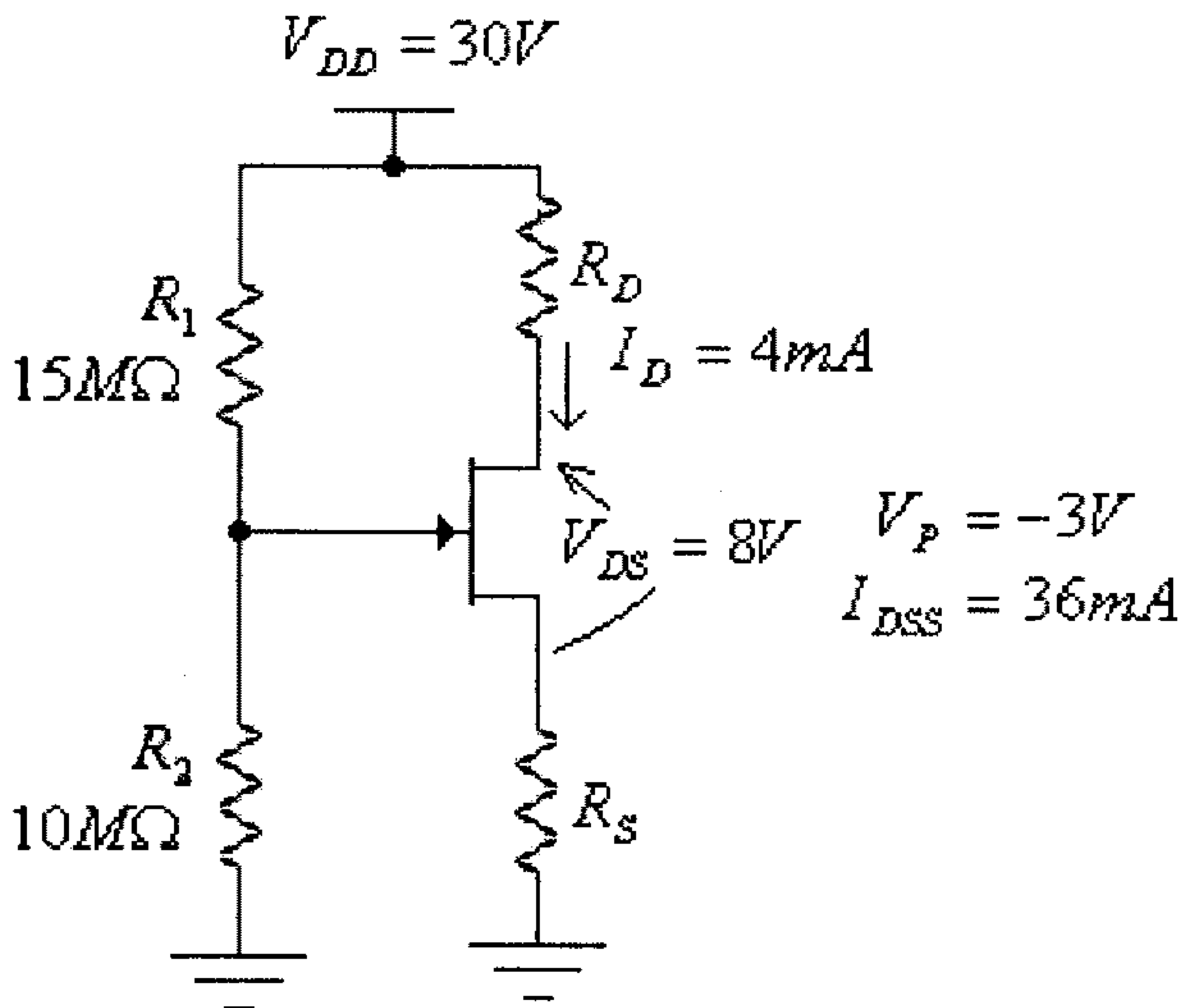
شكل (75)

الجواب:

$I_{DQ} = 2.97mA$

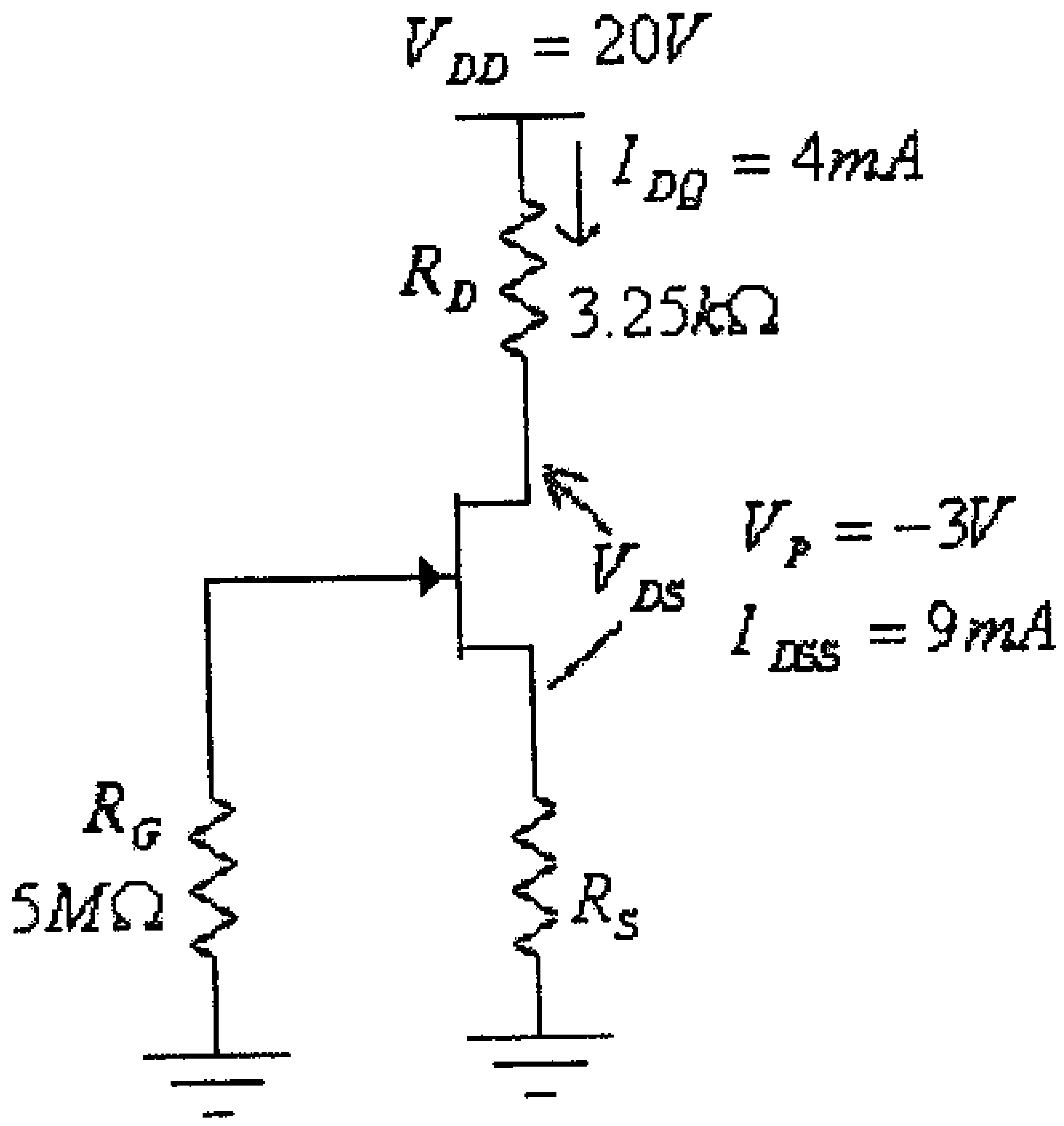
$V_{DSQ} = 3.96V$

3) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين: R_S و R_D.



شكل (76)

4) في الدائرة التالية أوجد قيمة كل من المقاومة R_S والفولطية V_{DS}.



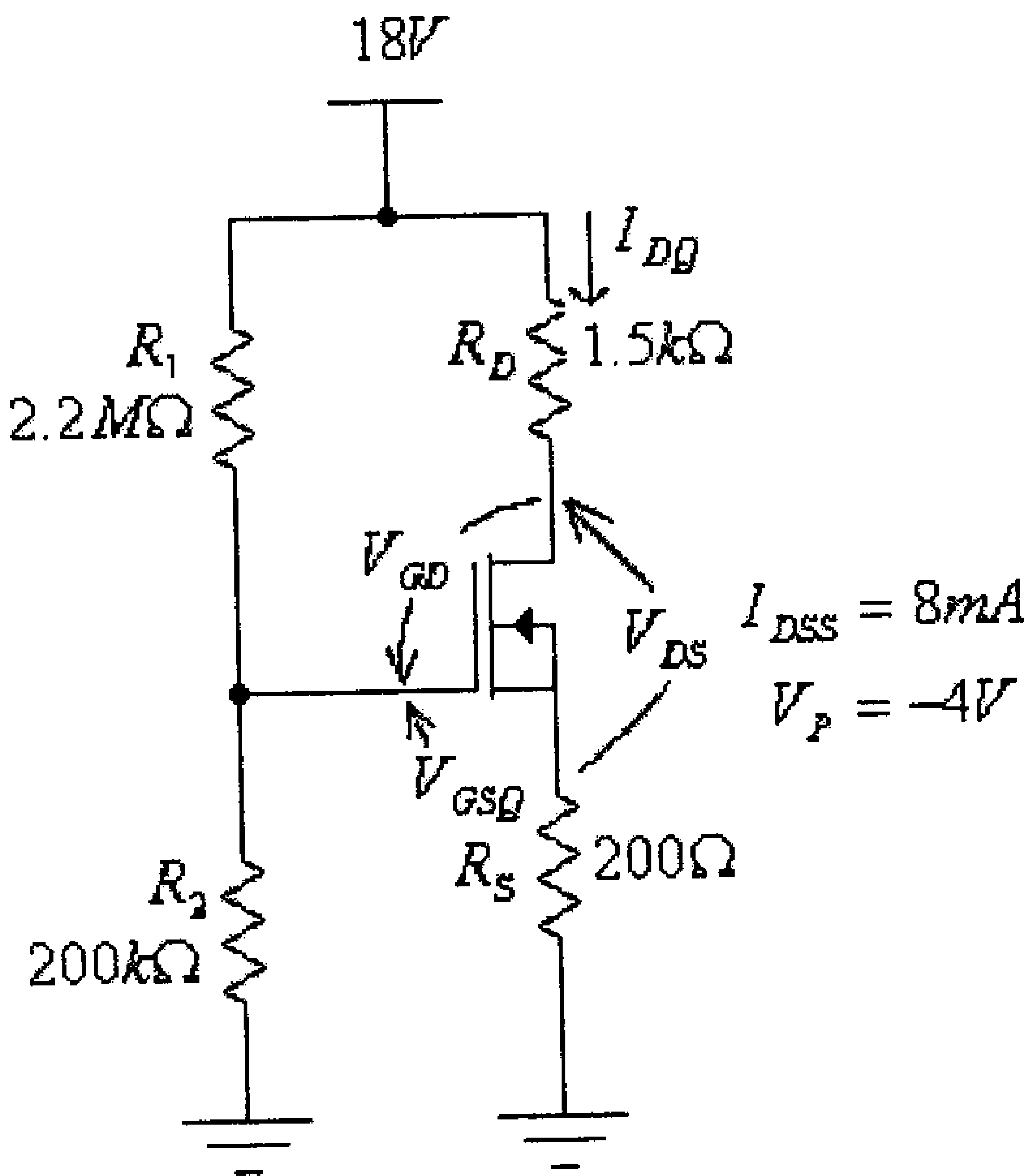
شكل (77)

الجواب:

$R_S = 250\Omega$

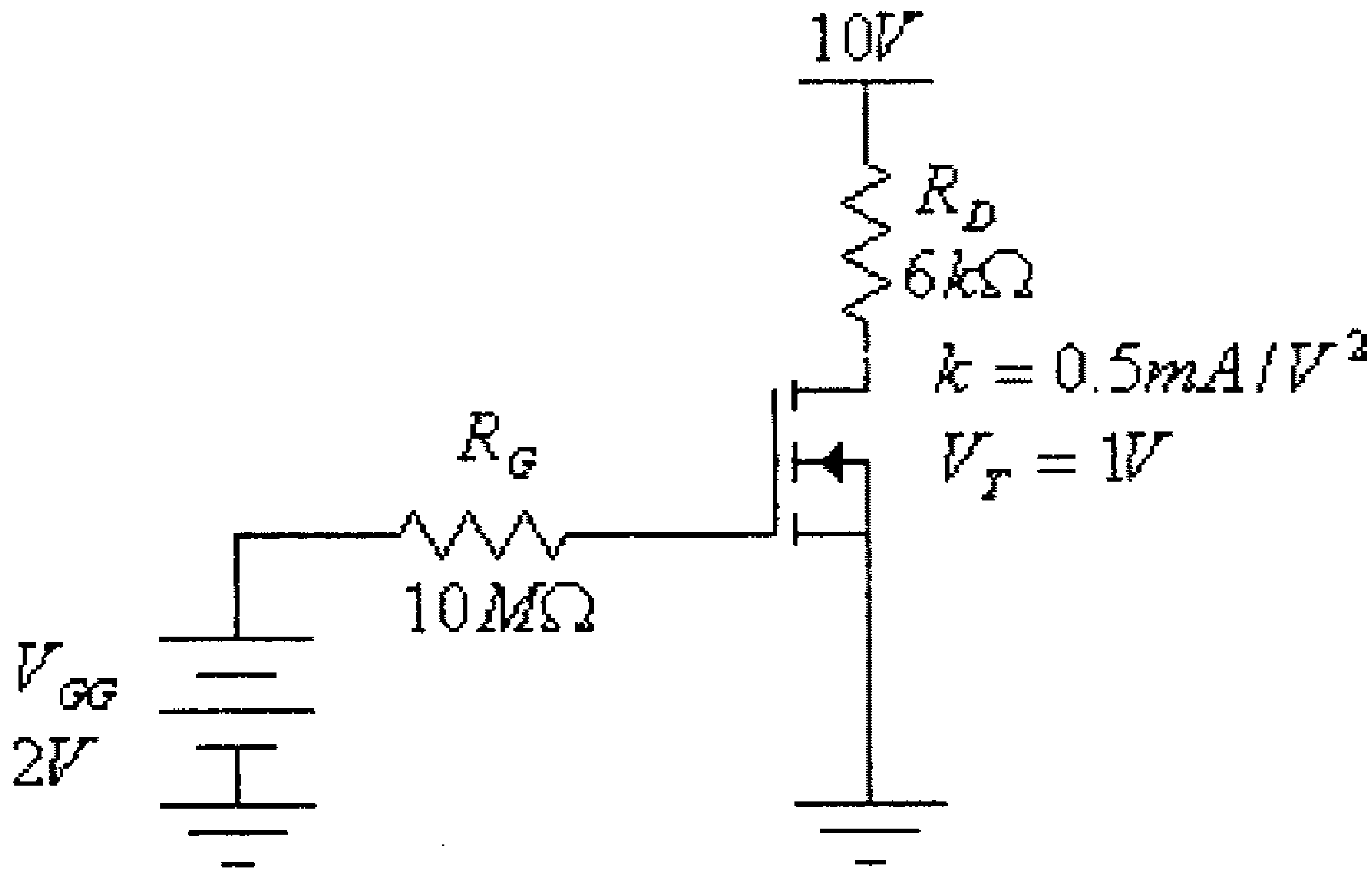
$V_{DSQ} = 6V$

5) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: V_{GSQ} , I_{DQ} ، V_{DS} و V_{GD}.



شكل (78)

6) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D و V_{DS}.

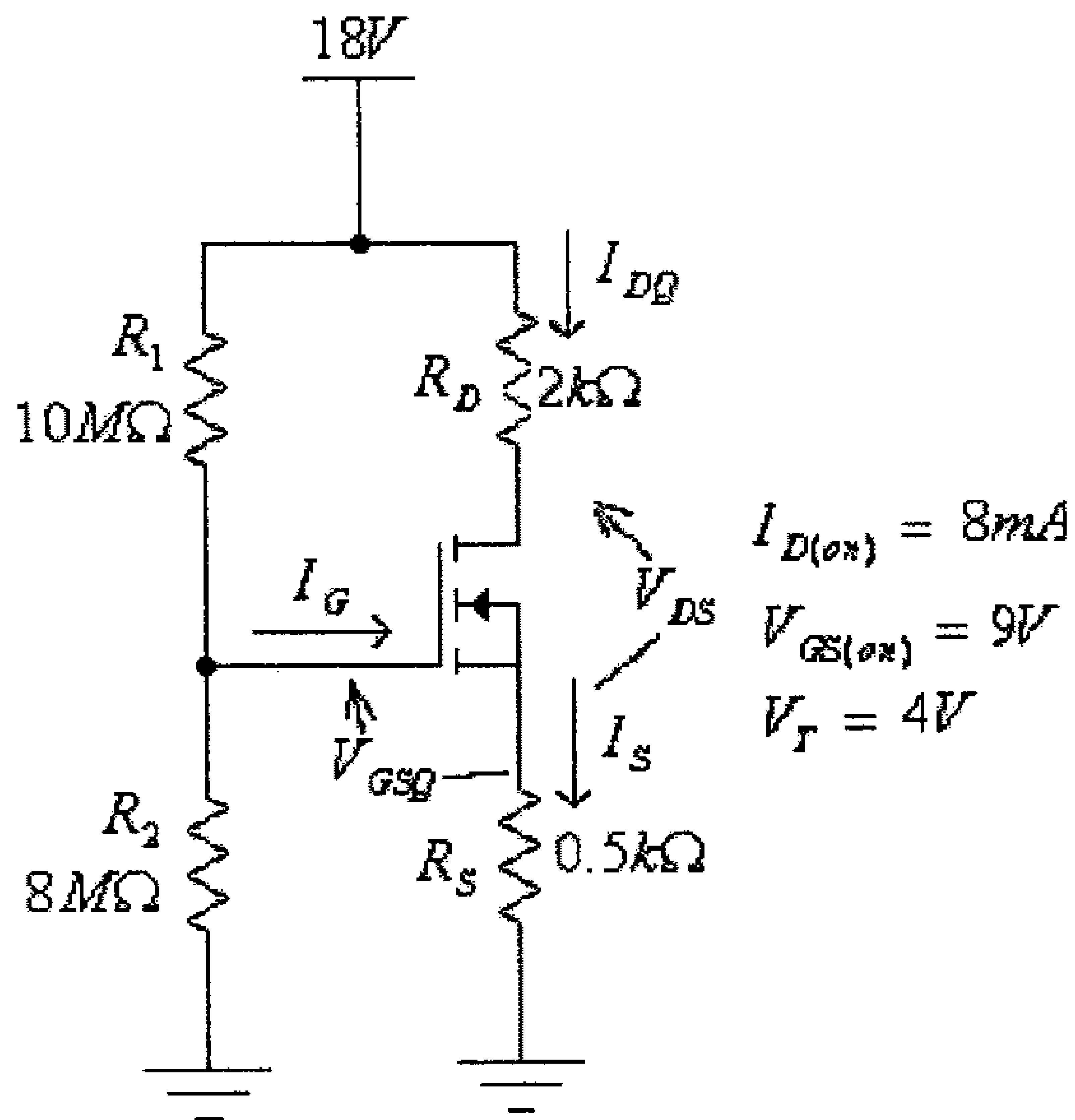


شكل (79)

الجواب:

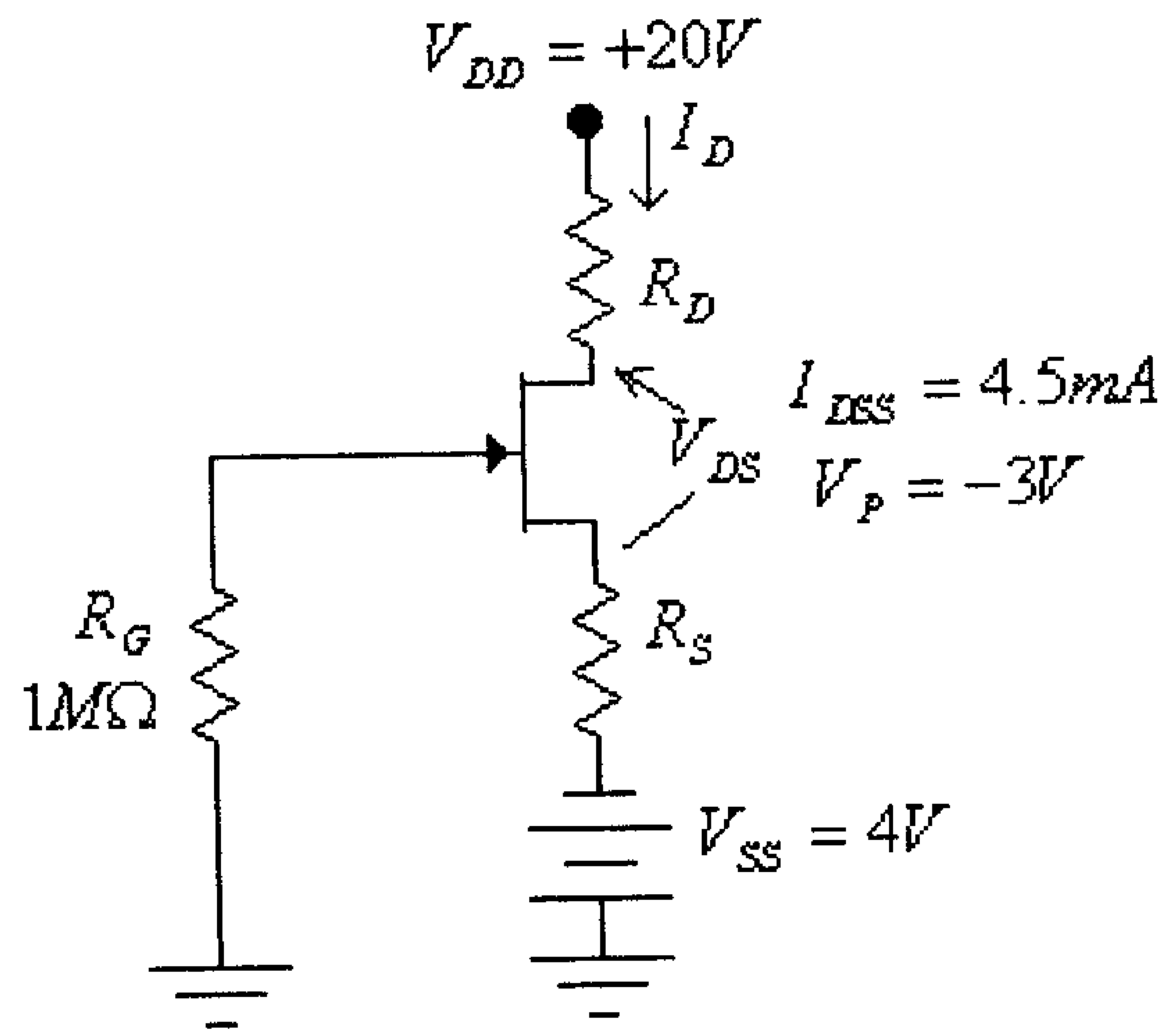
$$I_D = 0.5mA$$
$$V_{DS} = 7V$$

7) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_{DQ} و V_{DS}.



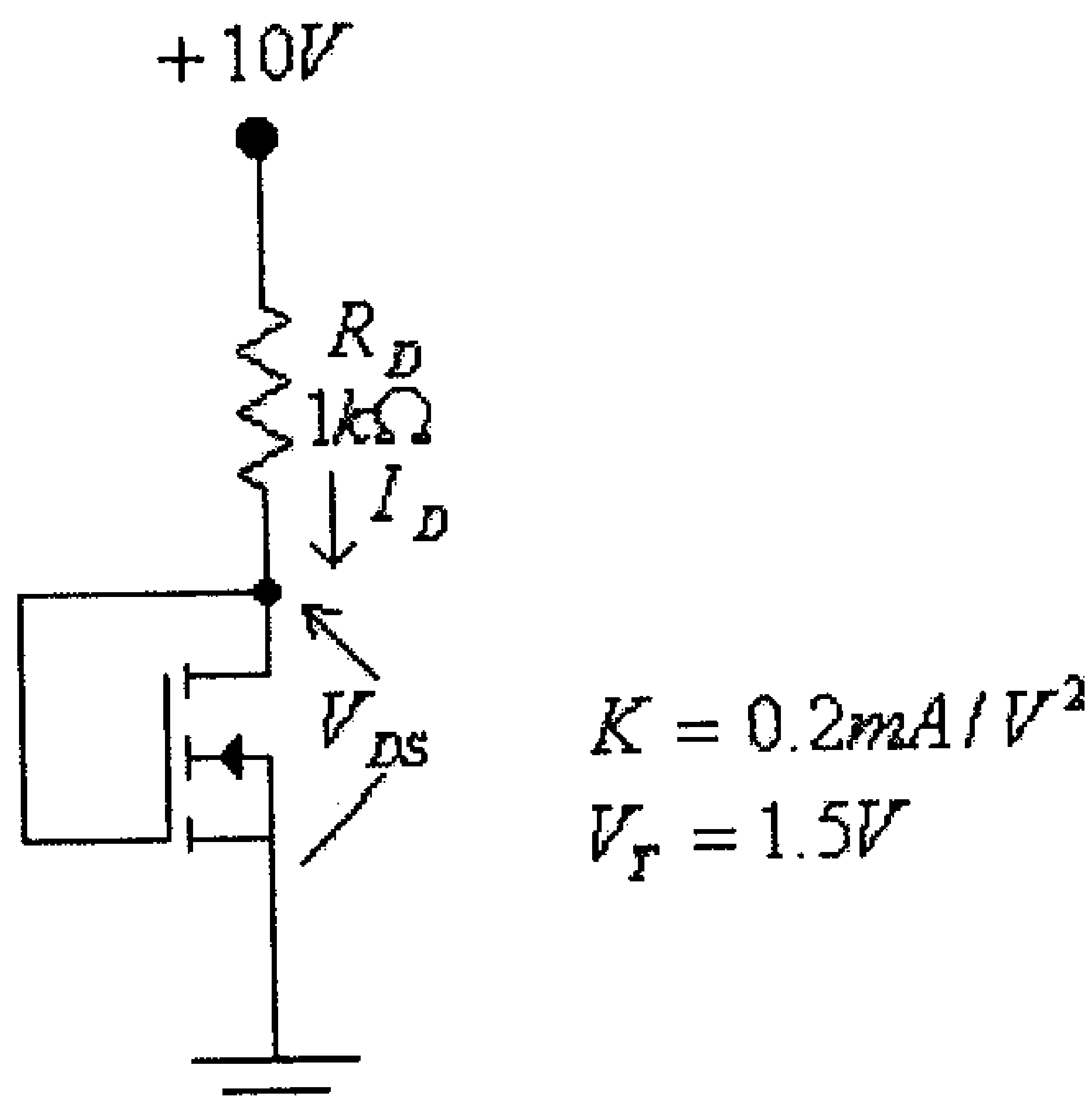
شكل (80)

8) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من المقاومتين R_D و R_S، إذا علمت أن $V_{DS} = 6V$ وأن $I_D = 2mA$.



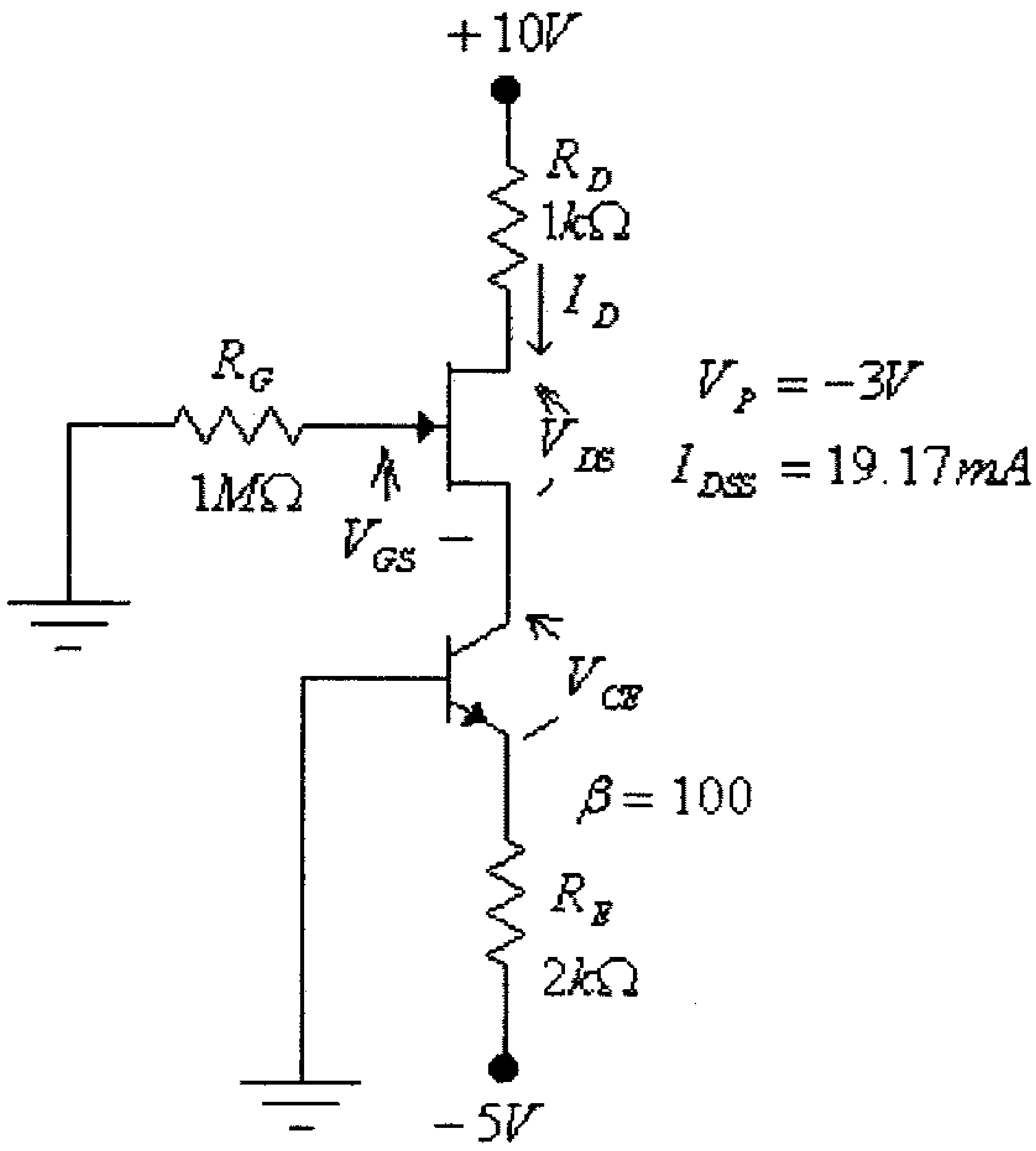
شكل (81)

9) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D و V_{DS}.



شكل (82)

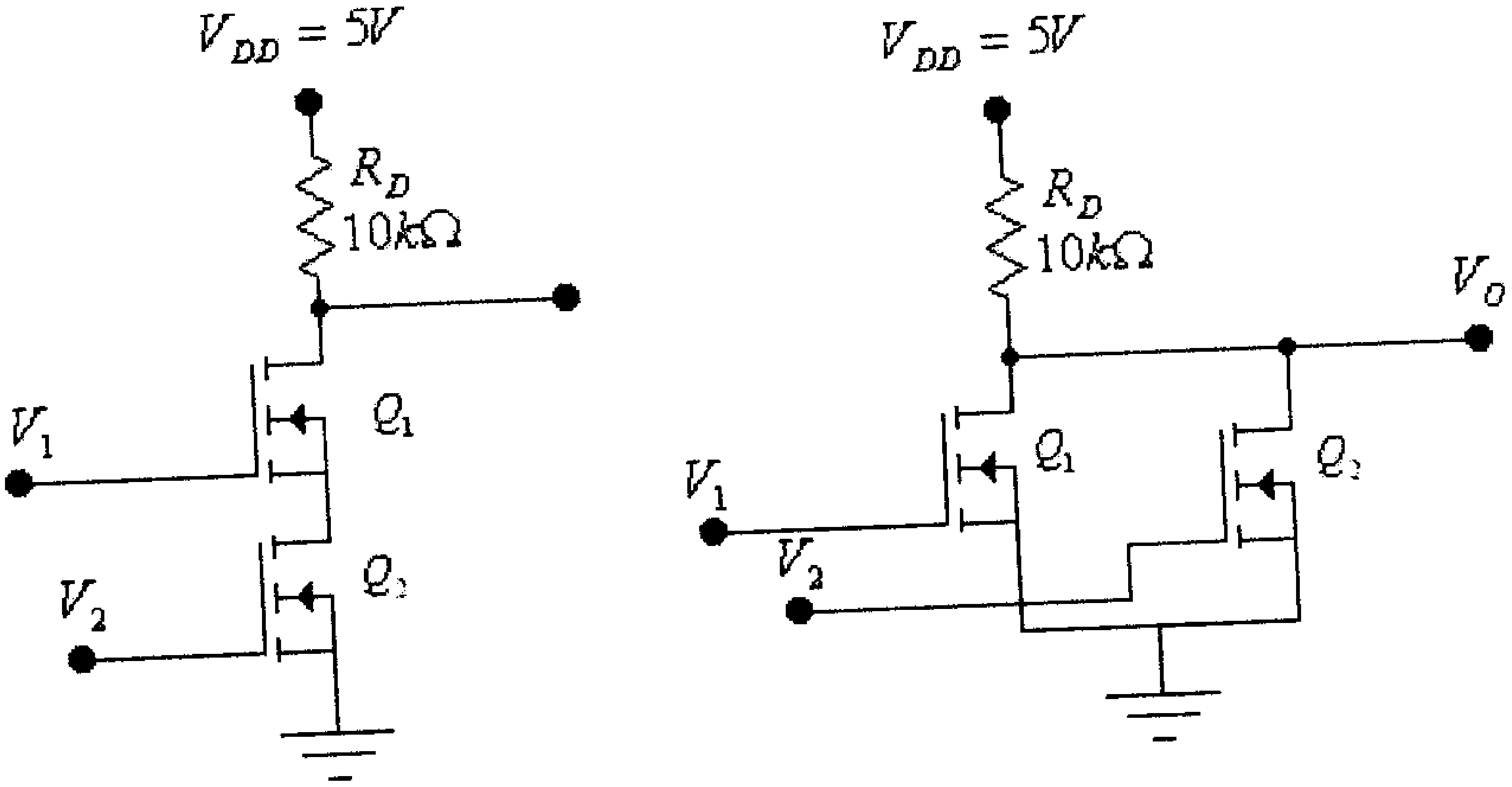
10) للدائرة التالية، أوجد قيمة كل من: I_D ، V_{GS} ، V_{DS} و V_{CE}.



شكل (83)

11) لكل من الدائرتين التاليتين، أوجد الفولطية المخرجية V_O لكل إحتمالات الفولطيات المدخلية المبينة في الجدول أدناه. ماهو وضع كل من الترانزيستورات Q_1 و Q_2 عند كل من إحتمالات الفولطيات المدخلية. ما هي الدالة المنطقية (logic function) التي تنفذها كل دائرة، على إفتراض أن $V_O < 0.5V$ تعني الصفر المنطقي (logic 0) وأن $V_O > 3V$ تعني الواحد المنطقي (logic 1). إفترض $V_T = 2V$ و $V_{DSsat} = 0.2V$ لكل من الترانزيستورين Q_1 و Q_2.

V_1	V_2	Q_1	Q_2	V_O
0	0			
0	+5			
+5	0			
+5	+5			



شكل (84)

الوحدة السابعة

ديودات وترانزيستورات أخرى

الوحدة السابعة
ديودات وترانزيستورات أُخرى

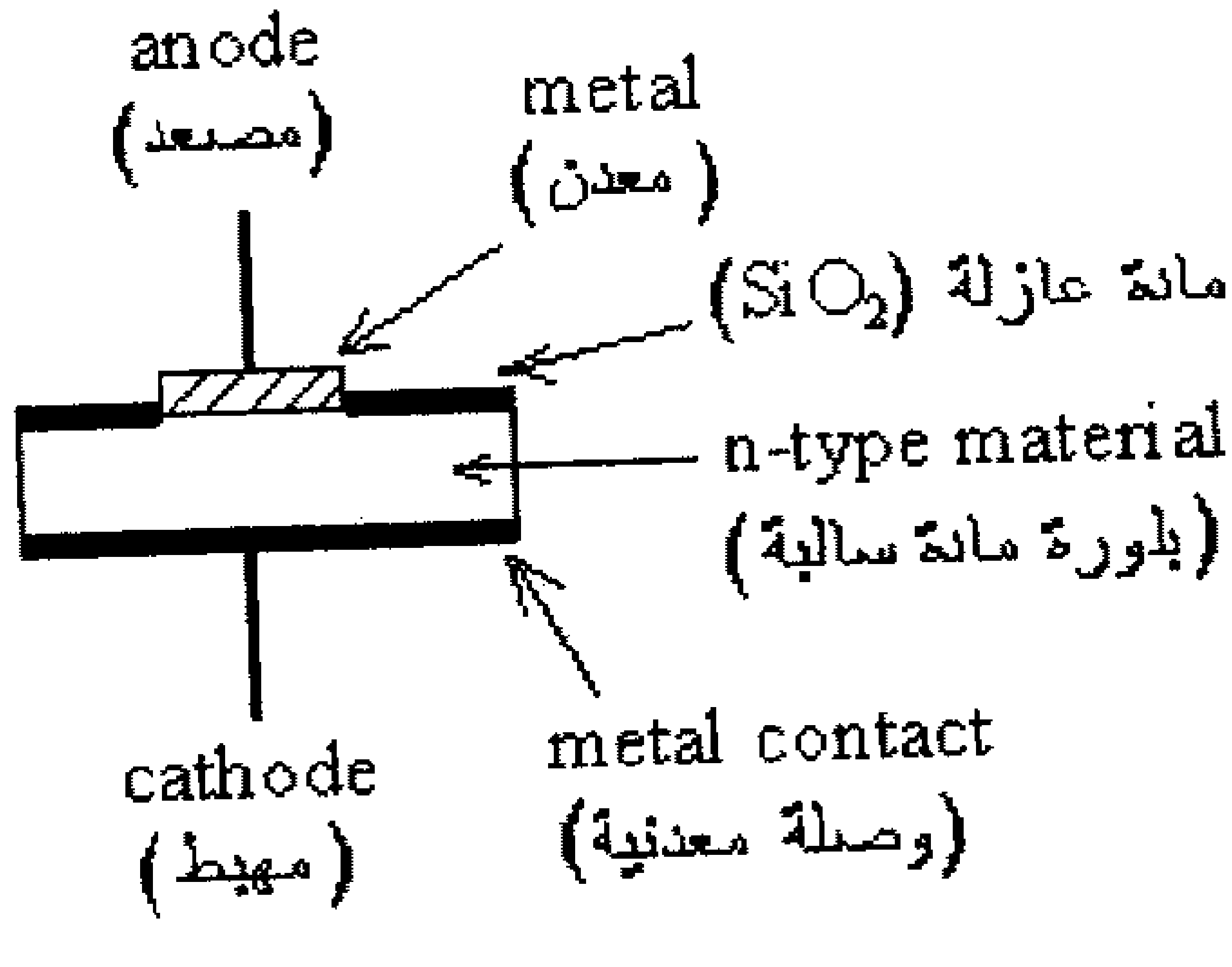
7.1 مدخل

تناولنا في الوحدات السابقة تركيب وخصائص العناصر الالكترونية الرئيسة من الديودات والترانزيستورات. في هذه الوحدة سنتابع دراسة تركيب وخصائص بعض أنواع الديودات الأُخرى التي تستخدم لبناء الدوائر الالكترونية مثل ديودات Schottky ، والتي أصبحت تستخدم كثيراً في بناء دوائر التغذية الكهربائية للحواسيب وغيرها من الأجهزة الأُخرى، والديودات الضوئية (photodiodes) ،والتي تستخدم كمجسات ضوئية.

كما سنتناول أيضاً أنواعاً أُخرى من الترانزيستورات مثل ترانزيستورات أُحادية الوصلة (Unijunction transistors)، والتي تستخدم لبناء دوائر توليد النبضات الكهربائية، والترانزيستورات الضوئية (phototransistors).

7.2 ديودات Schottky

الشكل التالي يبين تركيب هذه الديودات.



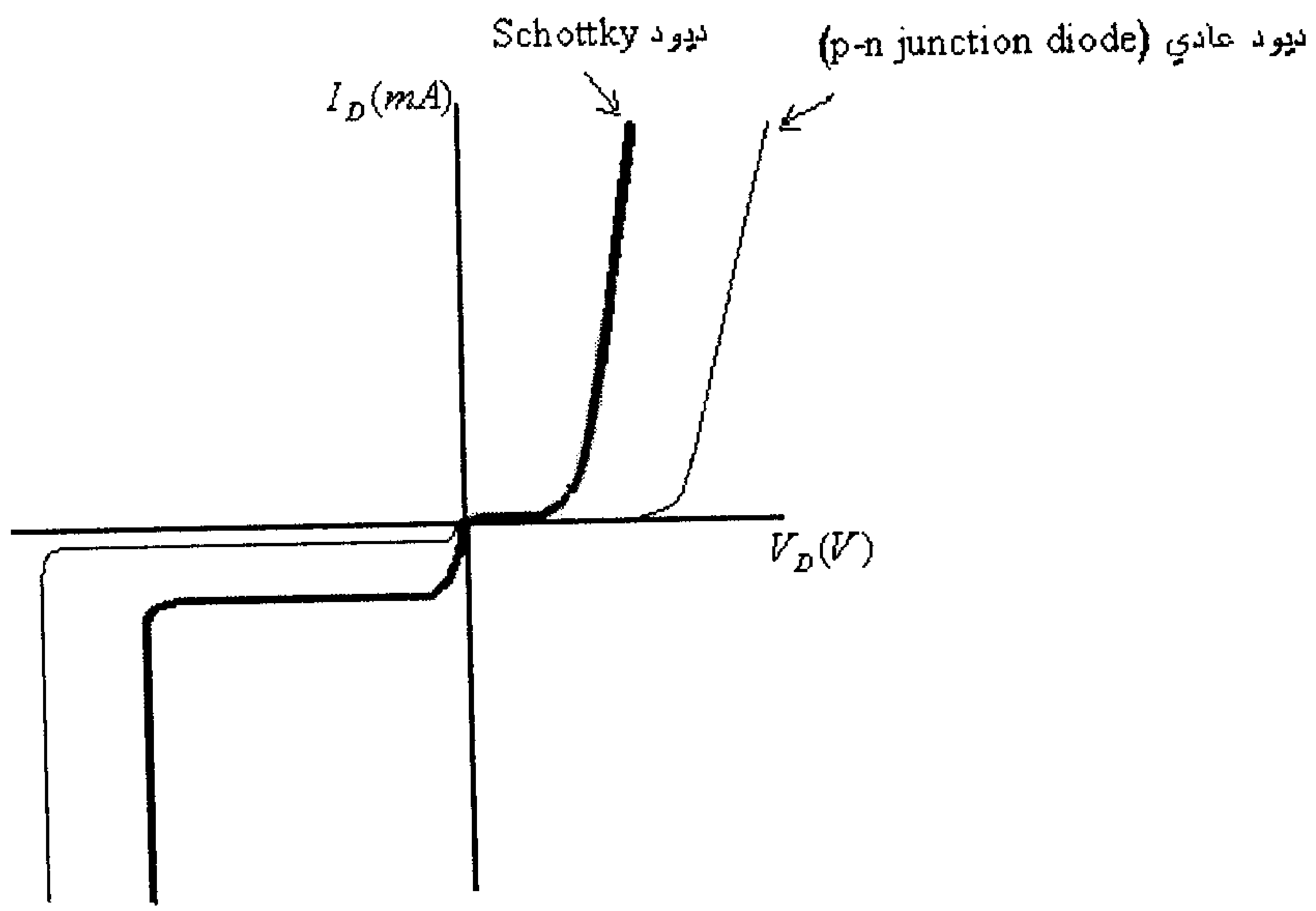
شكل (1)

يلاحظ من هذا الشكل أن هذه الديودات تتكون من بلورة مادة سالبة (n-type material) موصولة مع معدن (metal) مثل البلاتين أو الكروم أو التنجستون. وعند توصيل المادتين (بلورة

المادة السالبه والمعدن)، ولكون الالكترونات في بلورة المادة السالبة لها طاقة حركية عالية لذا ستنتقل هذه الالكترونات من بلورة المادة السالبة الى المعدن تاركة منطقة الإتصال بدون الكترونات، ومُشكّلة ما يشبه منطقة الإستنزاف (depletion region) في الديودات العادية (p-n junction diodes) والمكونة من بلورتين أحدهما سالبة والأخرى موجبة (والتي تم شرح مبدأ عملها في الوحدة الأولى من هذا الكتاب).

وعند تطبيق فرق جهد موجب على الديود، وكما في حالة الديودات العادية، تضيق منطقة الإستنزاف كثيراً مما يسمح للتيار بالمرور من خلال الديود. وعند تطبيق فرق جهد سالب يزداد عرض منطقة الإستنزاف ولا يسمح للتيار بالمرور خلال الديود (بإستثناء تيار التسرب العكسي والمسبب من إنتقال الالكترونات من المعدن الى بلورة المادة السالبة).

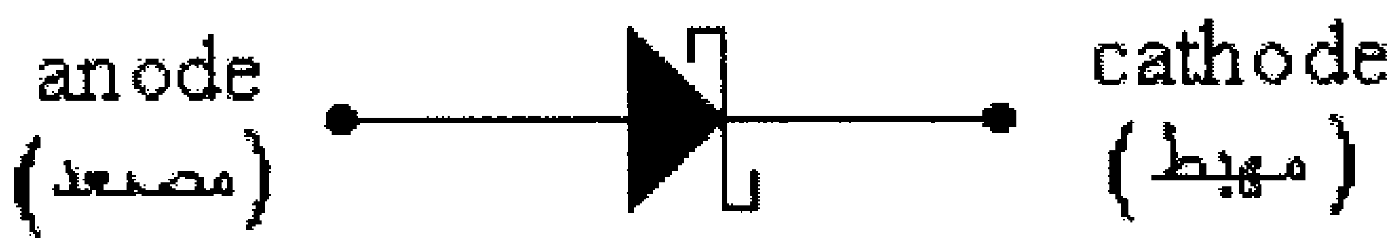
ولكون عرض منطقة الإستنزاف في هذا النوع من الديودات قليل جداً، مقارنة مع الديودات العادية، لذا فإن الهبوط بفرق الجهد بين طرفي هذه الديودات عند مرور التيار خلالها أقل من ذلك في حالة الديودات العادية ، إلا أن العرض القليل لمنطقة الإستنزاف في هذه الديودات يسبب تيار تسرب عكسي أعلى من ذلك في الديودات العادية. الشكل التالي يبين العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي ديود Schottky والتيار المار فيه.



شكل (2)

يلاحظ، مما سبق، أنه وفي المادتين المكونتين لهذا الديود (بلورة المادة السالبه والمعدن)، فإن الالكترونات هي حاملات تيار الأكثرية (majority carriers)، ولكون الالكترونات في بلورة المادة السالبة لها طاقة حركية أعلى من تلك التي لالكترونات المعدن لذا فإن هذه الديودات كثيراً ما تسمى hot-carrier diodes.

وفي الدوائر الاكترونية فكثيراً ما يُستخدم الرمز المبين في الشكل التالي للدلالة على ديودات Schottky.



شكل (3)

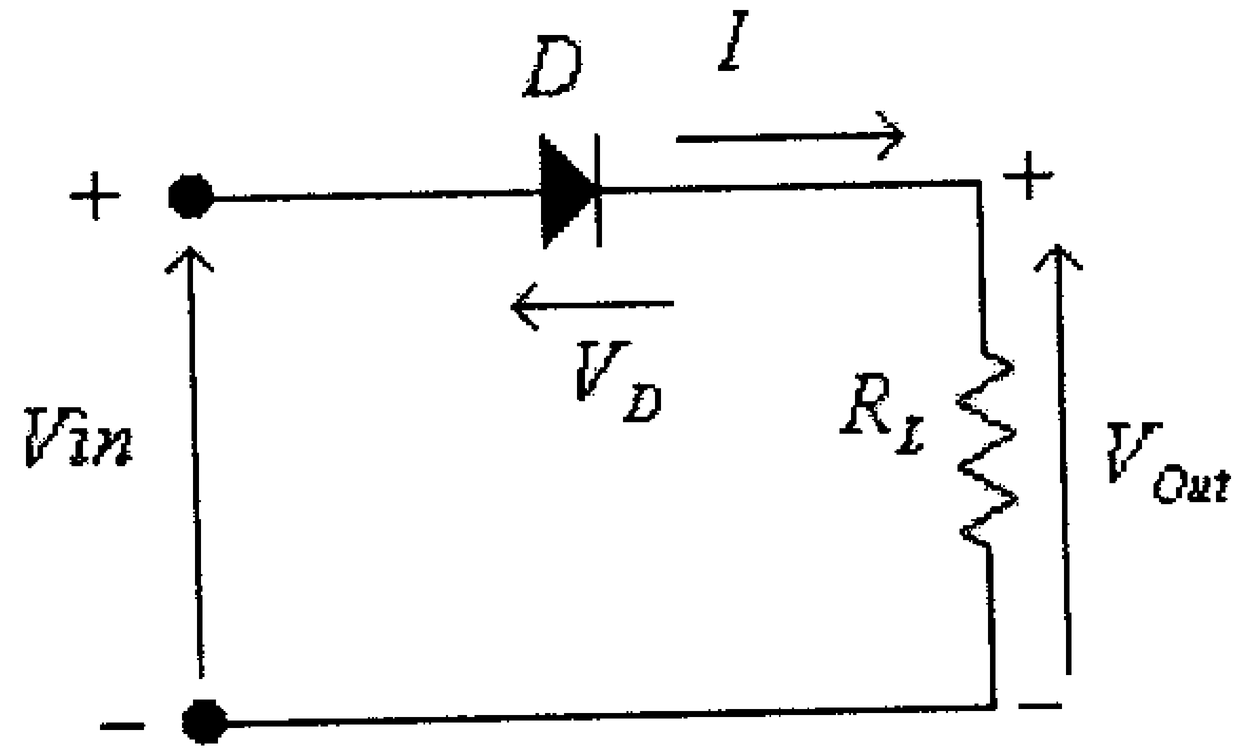
وفيما يلي مقارنة بين ديودات Schottky والديودات العادية (p-n junction diodes):

- فرق الجهد بين طرفي ديود Schottky عند مرور التيار خلاله في الإتجاه الموجب أقل من فرق الجهد بين طرفي الديود العادي.
- تيار التسرب العكسي لديود Schottky أعلى من تيار التسرب العكسي للديود العادي.
- زمن الإسترجاع العكسي (reverse recovery time) لديود Schottky أقل من زمن الإسترجاع العكسي للديود العادي.
- فرق الجهد العكسي الأقصى الذي تتحمله ديودات Schottky أقل نسبياً من فرق الجهد العكسي الأقصى للديودات العادية.

وديودات Schottky مناسبة لإستخدامات عديدة:

- بما أن زمن الإسترجاع العكسي لهذه الديودات قليل جداً $(30 \quad to \quad 50)ns$، فإن هذه الديودات مناسبة لبناء دوائر الترددات العالية ($20GHz.$) مثل تلك في أنظمة الرادار والدوائر الالكترونية في أنظمة الإتصالات المختلفة.
- وبما أن فرق الجهد بين طرفي هذه الديودات، عند مرور التيار خلالها، قليل نسبياً فإنها مناسبة جداً لبناء أنظمة التغذية ذات الفولطية المنخفضة والتيارات الكبيرة كتلك التي تستخدم لتغذية أجهزة الحاسوب وبعض الأجهزة الالكترونية الأخرى، والتي هي عادةً

من النوع (switching power supply)، حيث أن إستخدام ديودات Schottky بدلاً من الديودات العادية، بعملية تقويم التيار (rectification)، يجعل معامل الكفاءة (efficiency factor) لنظام التغذية أعلى. فللدائرة المبينة في الشكل التالي:



شكل (4)

معامل الكفاءة هو:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{in}}$$

حيث:

P_{Out} – القدرة المخرجية (output power)

$$P_{Out} = V_{Out}.I$$

P_{in} – القدرة المدخلية (input power)

$$P_{in} = V_{in}.I$$

ولكن:

$$V_{in} = V_{Out} + V_D$$

أي أن:

$$P_{in} = (V_{Out} + V_D).I$$

وبالتالي، فإن:

$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{in}} = \frac{V_{Out}.I}{(V_{Out} + V_D).I} = \frac{V_{Out}}{V_{Out} + V_D} = \frac{1}{1 + \frac{V_D}{V_{Out}}}$$

يلاحظ من هذا أنه كلما كانت النسبة $\frac{V_D}{V_{Out}}$ صغيرة كلما كان معامل الكفاءة η كبيراً.

ولما كان أحد الإتجاهات الحديثة في صناعة الحواسيب هو تصميمها لتعمل على فولطيات تغذية منخفضة (أي أن قيمة الفولطية المخرجية لأنظمة التغذية الخاصة بها ستكون منخفضة) لذا ولزيادة معامل الكفاءة η لأنظمة التغذية هذه يجب إستخدام ديودات تقويم ذات قيم قليلة لفرق الجهد بين طرفيها عند مرور التيار فيها، مثل ديودات Schottky.

7.3 ديودات الـ Varactor

وهذه الديودات هي نوع خاص من الديودات التي يمكن تغيير مواسعتها المكافئة بتغيير فرق الجهد العكسي بين طرفيها. فمن المعروف أنه وبتغيير فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود يتغير عمق منطقة الإستنزاف وبالتالي تتغير قيمة المواسعة المكافئة للديود.

وكما هو الحال في المكثف العادي، فإن المواسعة المكافئة لمنطقة الإستنزاف للديود هي:

$$C_T = \varepsilon \frac{A}{W_d}$$

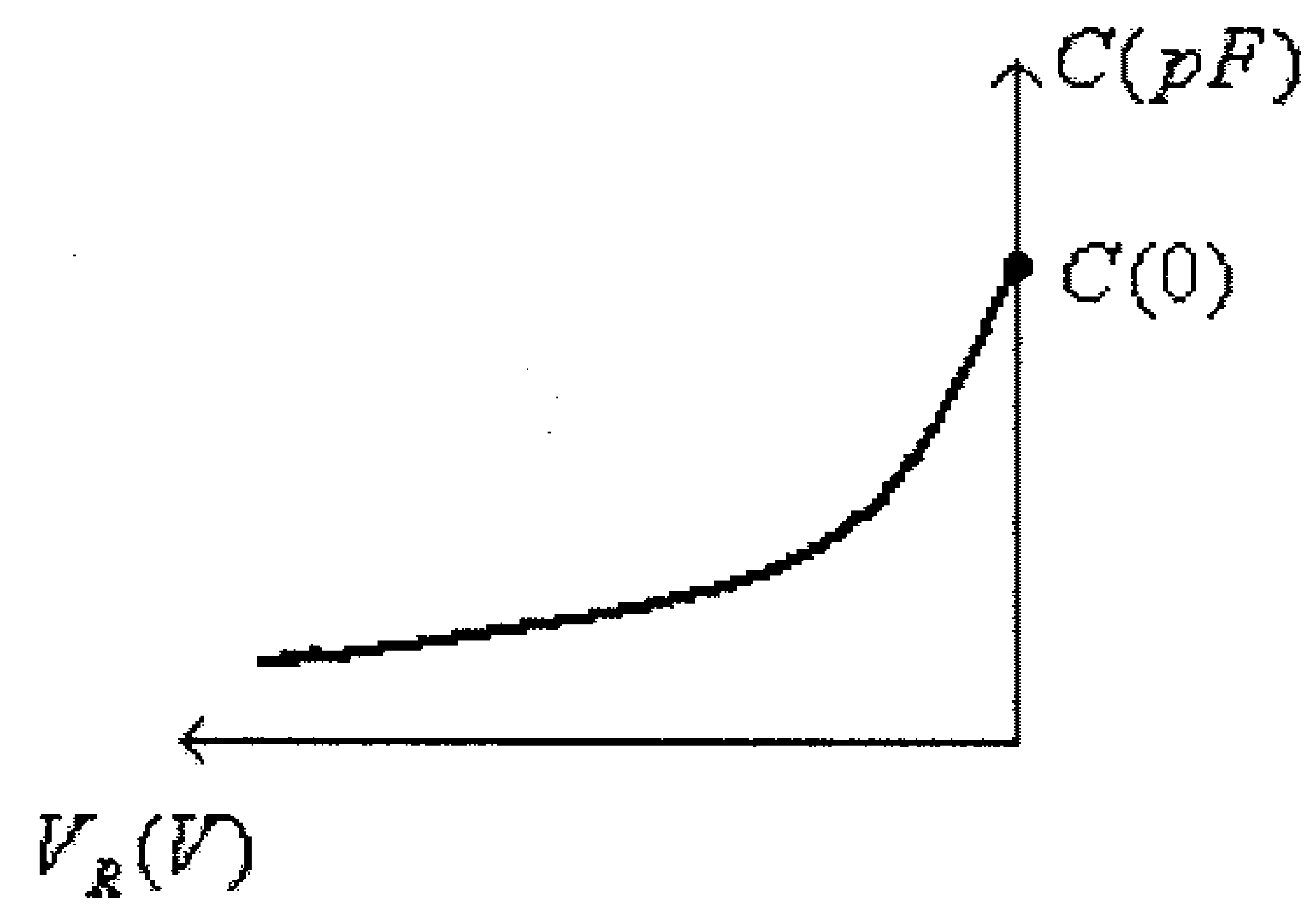
حيث:

ε – هي السماحية الكهربائية (permittivity) أو ثابت العازلية للمادة شبه الموصلة.

A – مساحة مقطع منطقة الإستنزاف.

W_d – عمق منطقة الإستنزاف.

وكلما زادت قيمة فرق الجهد العكسي المُطبق بين طرفي الديود كلمّا إزداد عمق منطقة الإستنزاف (W_d) وبالتالي قَلَّ مقدار المواسعة C_T. والعلاقة بين فرق الجهد العكسي بين طرفي الديود (V_R) والمواسعة C_T مبينة في الشكل التالي.



شكل (5)

وهذه العلاقة يمكن وصفها تقريباً بالمعادلة:

$$C_T = \frac{K}{(V_T + V_R)^n}$$

حيث:

K – ثابت يعتمد على نوعية المادة شبه الموصلة المُصنّع منها الديود، وكذلك طريقة تصنيعه.

V_T – جهد العتبة للديود.

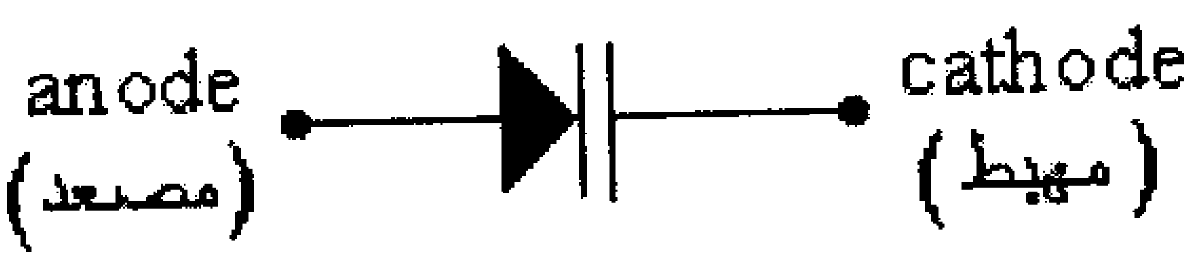
V_R – قيمة الجهد العكسي المُطبق بين طرفي الديود.

n – ثابت يعتمد على طريقة تصنيع الديود وقيمته بين 0.333 و 0.5

وفي حالة معرفة مقدار مواسعة الديود عندما تكون الفولطية بين طرفيه صفراً، والتي يرمز لها عادة بالرمز $C(0)$، فإن مواسعة الديود عند قيمة معينة لفرق الجهد العكسي بين طرفيه، V_R، يمكن تحديدها بالمعادلة التالية:

$$C_T(V_R) = \frac{C(0)}{\left(1 + \left|\frac{V_R}{V_T}\right|\right)^n}$$

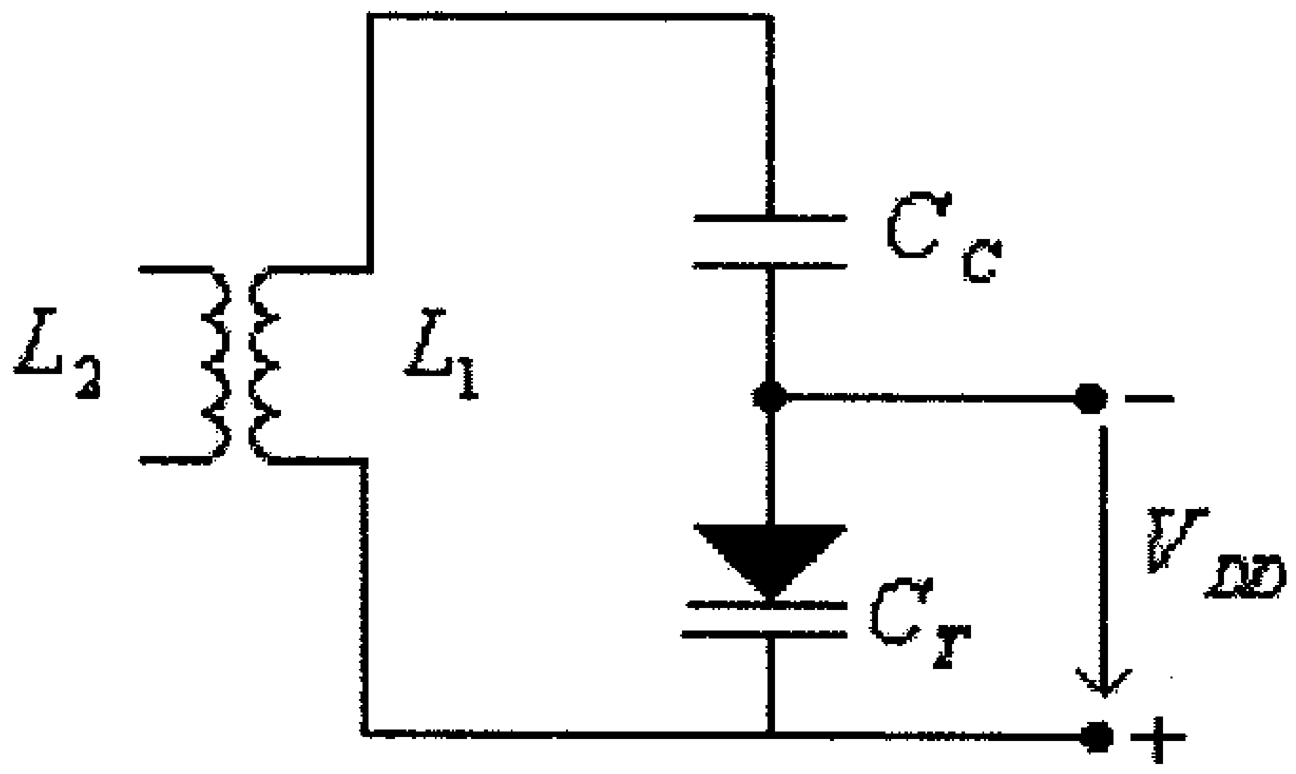
ومما يجب ذكره أيضاً أنه وبالإضافة الى (varactor)، يطلق على هذا النوع من الديودات أسماء مختلفة مثل varicap أو voltage-variable capacitance وإختصاراً (VVC) أو كذلك tuning diode، أما رمز هذا النوع من الديودات فهو كما مبين في الشكل التالي.



شكل (6)

وتطبيقات هذا النوع من الديودات كثيرة فهو يستخدم في دوائر تعديل التردد (FM modulators) والمذبذبات التي يتم التحكم بتردد مخرجها بفولطية (Voltage-controlled oscillators) وكذلك في دوائر التوليف (tuning circuits) في الراديو والتلفزيون وأجهزة الإتصالات المختلفة.

الدائرة التالية تبين دائرة توليف، تستخدم ديوداً من هذا النوع ويتم التحكم بتردد الرنين فيها عن طريق الفولطية V_{DD}.



شكل (7)

لاحظ أنه بتغيير قيمة جهد التحكم V_{DD} يمكن تغيير المواسعة المكافئة للديود C_T وبالتالي تردد الرنين للدائرة. لاحظ كذلك أن المكثف C_C (coupling capacitor) يمنع الملف L_1 من تكوين دارة قصر مع جهد التحكم V_{DD}.

7.4 ديودات القدرة (Power Diodes)

وهذه الديودات مصممة لتيارات وفولطيات عكسية عالية وتستخدم في دوائر الكترونيات القدرة (power-electronic circuits) لبناء مقومات (rectifiers) مختلفة، (يمكن الرجوع الى الوحدة الثانية من هذا الكتاب لمراجعة بعض دوائر التقويم).

ومما يجب ذكره أن معظم ديودات القدرة مصنوعة من السيليكون وذلك لأن ديودات السيليكون تمتاز على ديودات الجرمانيوم ، وكما ذُكر في الوحدة الأولى من هذا الكتاب، بإمكانية تحملها درجات حرارة عالية وكذلك تيارات كبيرة وجهود عكسية عالية، كما أن تيار التسرب العكسي في ديودات السيليكون أقل من تيار التسرب العكسي في ديودات الجرمانيوم.

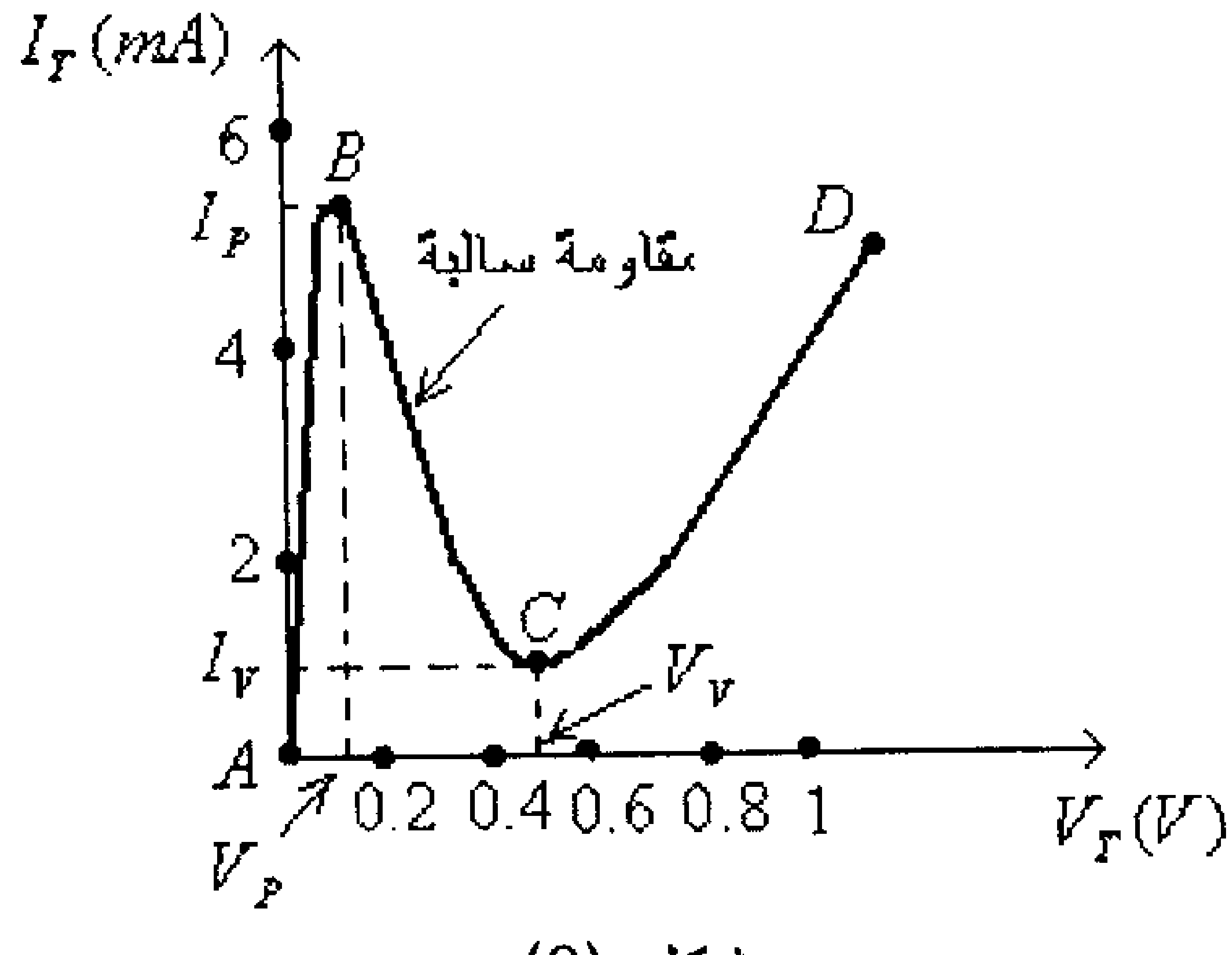
ومما يجب ذكره أيضاً أنه وفي بعض تطبيقات التيارات الكبيرة يمكن ربط ديودين أو أكثر على التوازي، أما في تطبيقات الفولطيات العالية فيتم ربط ديودين أو أكثر على التوالي.

ولتقليل ارتفاع درجة حرارة هذه الديودات، نتيجة التيارات الكبيرة المارة فيها والفولطيات العالية عليها، فإن هذه الديودات كثيراً ما يتم تركيبها على مبردات (heat sinks).

7.5 الديودات النفقية (Tunnel Diodes)

ما يميز هذه الديودات عن باقي الديودات التي تم شرحها حتى آلان هو وجود جزء في خاصيتها بمقاومة سالبة، ويقصد بالمقاومة السالبة أن إرتفاع الفولطية بين طرفي الديود يؤدي الى نقصان التيار المار فيه. وسبب وجود المقاومة السالبة في خاصية هذه الديودات هو التركيز العالي للشوائب فيها، والذي يؤدي الى أن يكون عمق طبقة الإستنزاف المُشكلة بين بلورتي الديود قليلٌ جداً، مما يؤدي الى مرور التيار في الديود حتى عند فولطيات منخفضة بين أطرافه. وعند بلوغ التيار المار في الديود قيمته العظمى I_P (عند الفولطية V_P) يزداد عمق منطقة الإستنزاف ويبدأ التيار المار في الديود بالتناقص مع زيادة الفولطية بين طرفيه، وذلك حتى الوصول الى القيمه الدنيا للتيار في الديود I_V (عند الفولطية V_V)، حيث يبدأ بعدها تيار الديود بالتزايد مرةً أُخرى بزيادة فرق الجهد بين طرفيه.

الشكل التالي يبين العلاقة بين التيار المار في أحد الديودات، من هذا النوع، وفرق الجهد بين طرفيه.



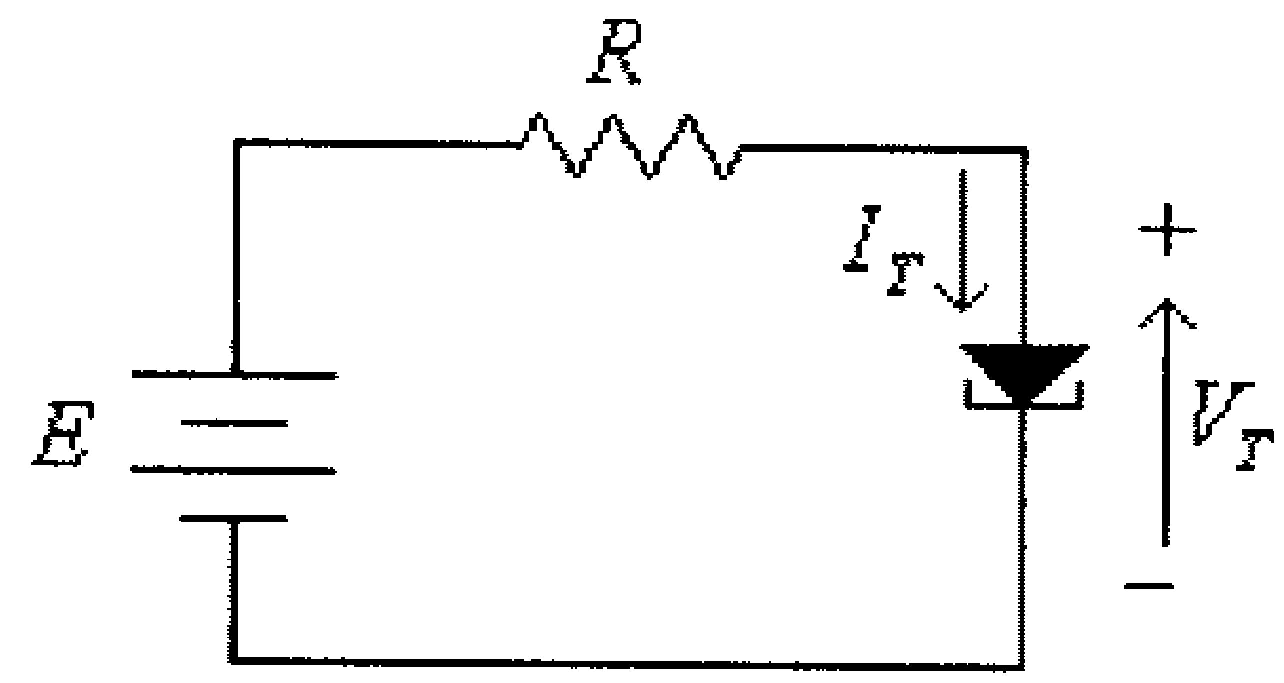
شكل (8)

يلاحظ من هذه الخاصية مايلي:

- في الجزء $(A-B)$ من خاصية الديود، فعند زيادة قيمة الفولطية بين طرفي الديود يزداد التيار المار فيه وذلك حتى الوصول الى القيمه العظمى (I_P) عند الفولطية V_P.
- في الجزء $(B-C)$ من خاصية الديود، فعند زيادة قيمة الفولطية بين طرفي الديود ينقص التيار المار فيه وذلك حتى الوصول الى القيمه الدنيا (I_V) عند الفولطية V_V.
- في الجزء $(C-D)$ من خاصية الديود، فعند زيادة قيمة الفولطية بين طرفي الديود يزداد التيار المار فيه.

لاحظ أن مقاومة الديود في الجزء $(B-C)$ من خاصيته سالبة لأن زيادة فرق الجهد بين طرفي الديود تؤدي الى نقصان التيار المار فيه، بينما مقاومة الديود في الجزئين $(A-B)$ و $(C-D)$ موجبة لأن زيادة فرق الجهد بين طرفي الديود تؤدي الى زيادة التيار المار فيه.

الدائرة التالية تمثل دائرة موصول فيها ديود نفقي مع مقاومة مادية، وكما في حالة الديودات العادية فإن نقطة عمل الدائرة تتحدد من نقطة تقاطع خاصية الديود مع الخط المستقيم الذي تمثله الدائرة (خط الحمل).

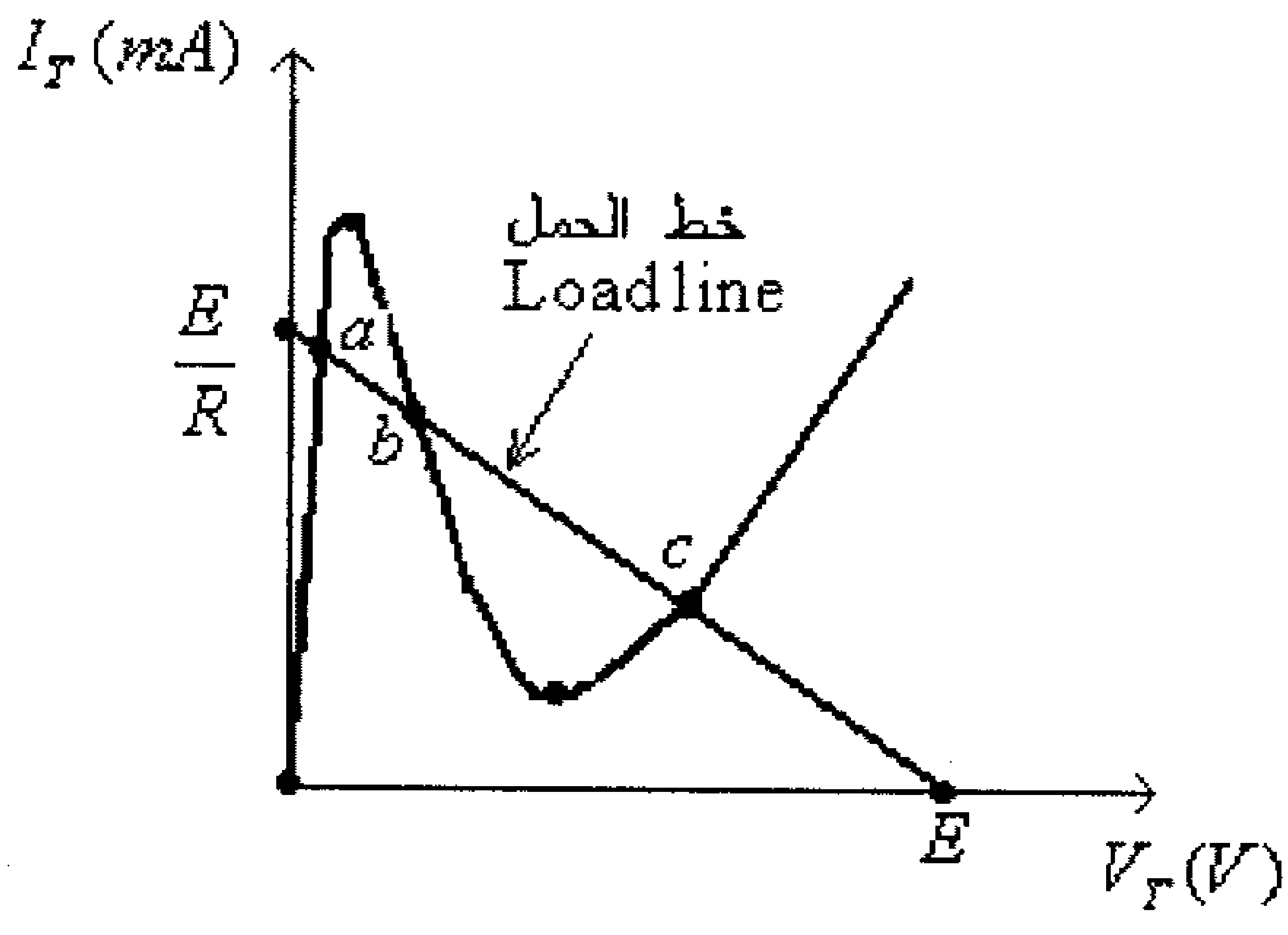


شكل (9)

في هذه الدائرة:

$$I_T.R+V_T=E$$

عند $I_T=0A$ فإن $V_T=E$ ، وعند $V_T=0V$ فإن $I_T=\frac{E}{R}$. الشكل التالي يبين نقاط تقاطع خط الحمل مع خاصية هذا الديود.



شكل (10)

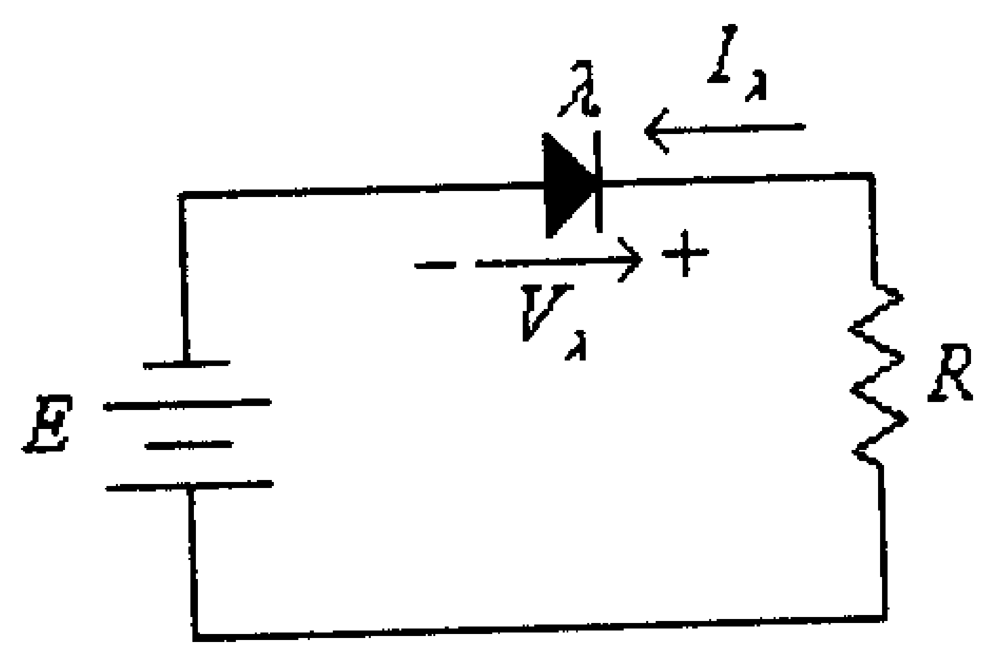
يلاحظ من هذا الشكل أن خط الحمل يتقاطع مع خاصية هذا الديود عند ثلاث نقاط، أي أن هذه الدائرة يمكن أن تعمل عند ثلاث نقاط عمل مختلفة. فعندما تكون نقطة العمل لهذه الدائرة إحدى النقطتين a أو c (مقاومة الديود عند كل من هاتين النقطتين موجبة) فإن الدائرة تكون بحالة إستقرار (stable circuit) لأن أي تغير في قيم الدائرة لن يضع الدائرة في حالة تذبذب (oscillation)، فلو زادت قيمة E مثلاً لتحركت نقطة العمل الى أعلى، أي إزداد مقدار التيار المار في الديود وكذلك فرق الجهد بين طرفيه (كما في حاله الديود العادي). أما عندما تكون نقطة عمل الدائرة هي النقطة b (مقاومة الديود عند هذه النقطة سالبة) فإن الدائرة ستكون بحالة عدم إستقرار، إذ أن أي تغير في قيم الدائرة سيجعل نقطة العمل تنتقل من النقطة b الى إحدى النقطتين a أو c. فمثلاً لو زادت قيمة E لتحركت نقطة العمل الى أعلى، أي إزداد مقدار التيار المار في الديود ولكن فرق الجهد بين طرفيه سينقص مما سيؤدي الى زيادة أُخرى لتيار الديود والذي يسبب نقصان أخر لفرق الجهد بين طرفيه، وهكذا حتى تصبح نقطة عمل الدائرة هي النقطة a.

ومما يجب ذكره أن الدوائر التي تستخدم الديودات النفقية تصمم لتعمل في ذلك الجزء من خاصيتها والذي تكون فيه مقاومة الديود سالبة وذلك لوضع الدائرة في حالة تذبذب (oscillation).

7.6 الديودات الضوئية (Photo Diodes)

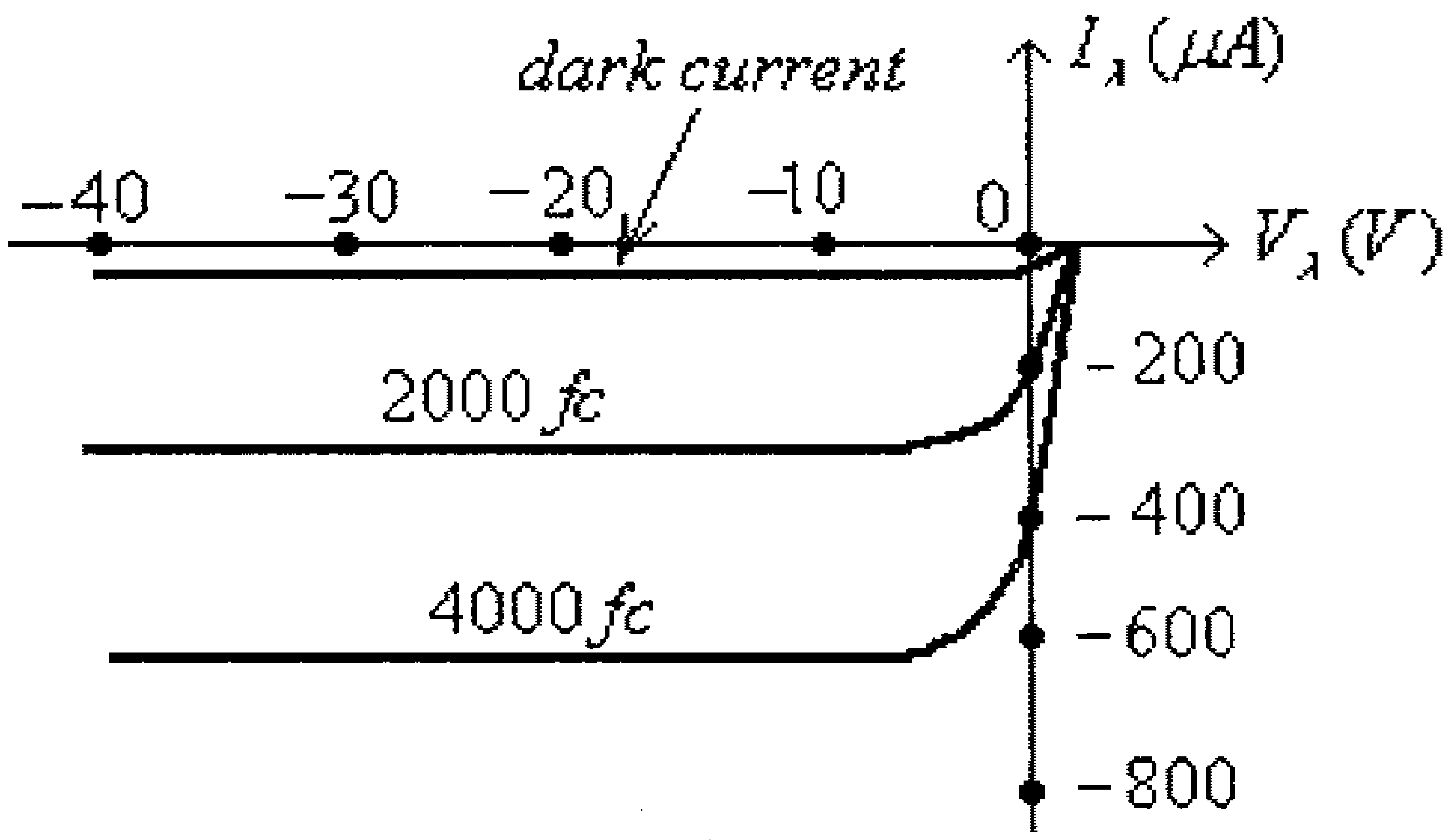
الديودات الضوئية هي نوع من الديودات المصنوعة من السيليكون أو الجرمانيوم والتي يزداد فيها تيار التسرب العكسي بزيادة شدة الإضاءة، ويعود سبب ذلك لزيادة الطاقة الحركية لناقلات تيار الأقلية (minority carriers)، التي تشكل تيار التسرب العكسي، نتيجة إكتسابها طاقة من الموجات الضوئية الساقطة عليها.

الدائرة التالية تبين رمز الديود الضوئي وكيفية توصيله.



شكل (11)

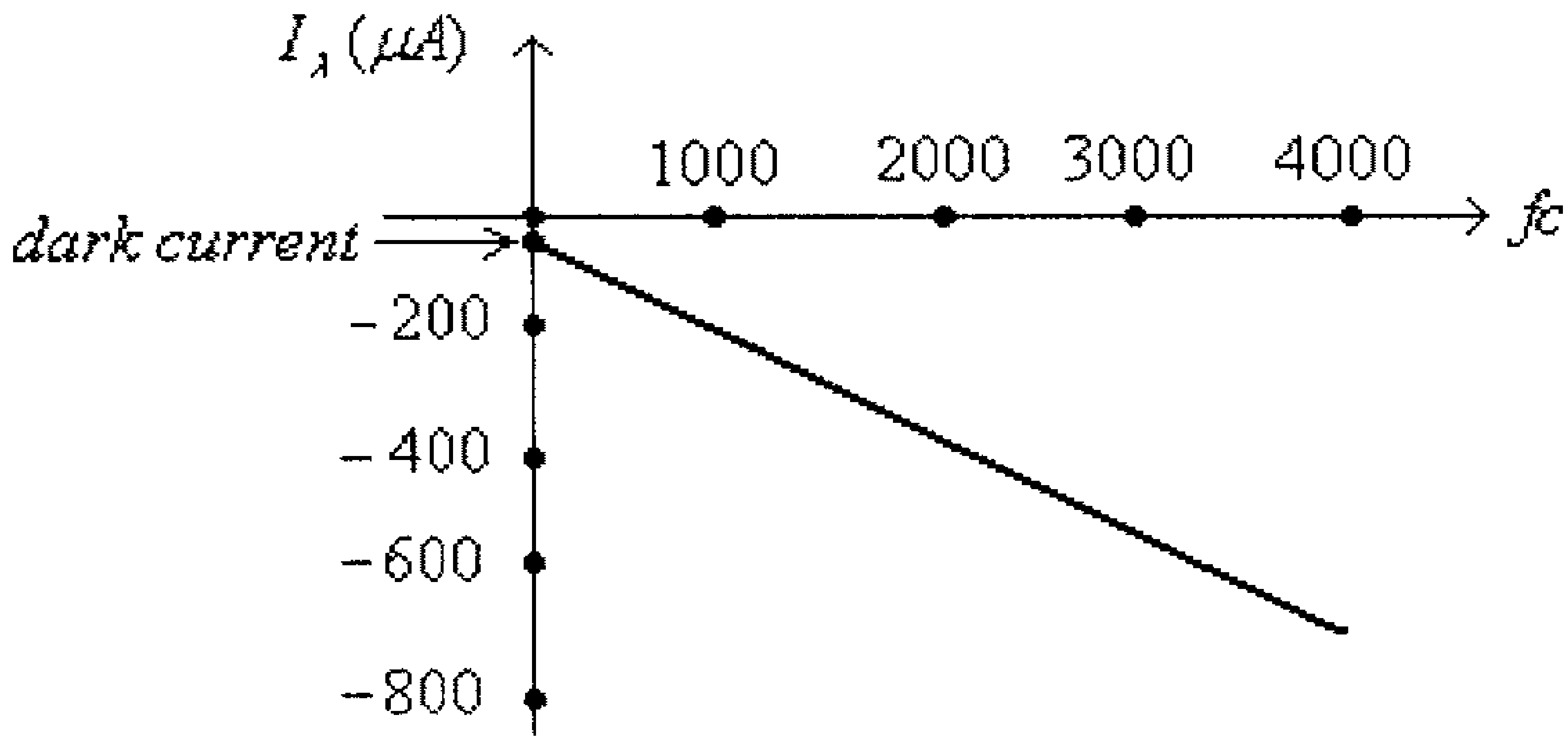
والعلاقة بين التيار المار في ديود الضوئي (I_λ) وشدة الإضاءة (light intensity) الواقعة عليه مبينة في الشكل التالي:



شكل (12)

مما سبق يستنتج ما يلي:

- يوصل الديود الضوئي ليعمل بحالة إنحياز عكسي.
- عندما تكون شدة الإضاءة الساقطة على الديود الضوئي تساوي صفراً يمر بهذا الديود تياراً قليلاً يسمى الـــ dark current أي تيار الظلام.
- كلما زادت شدة الإضاءة (light intensity) الواقعة على الديود الضوئي كلما زاد التيار المار فيه، وهذه العلاقة خطية تقريباً عند فولطية ثابتة بين طرفي الديود، وكما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (13)

ملاحظة: وحدة شدة الإضاءة هي fc وهي إختصاراً لـــ (footcandle).

ويمكن قياس شدة الإضاءة كذلك بالوحدة W/m^2 ، وأن:

$$1fc = 1.609x10^{-9}\ W/m^2$$

ومما يجب ذكره أن المادة المصنوع منها الديود الضوئي تحدد تردد الضوء (الطيف الضوئي) الذي يتأثر به الديود. فالديودات المصنوعة من الجرمانيوم تتأثر بطيف ضوئي أوسع من الديودات المصنوعة من السيليكون.

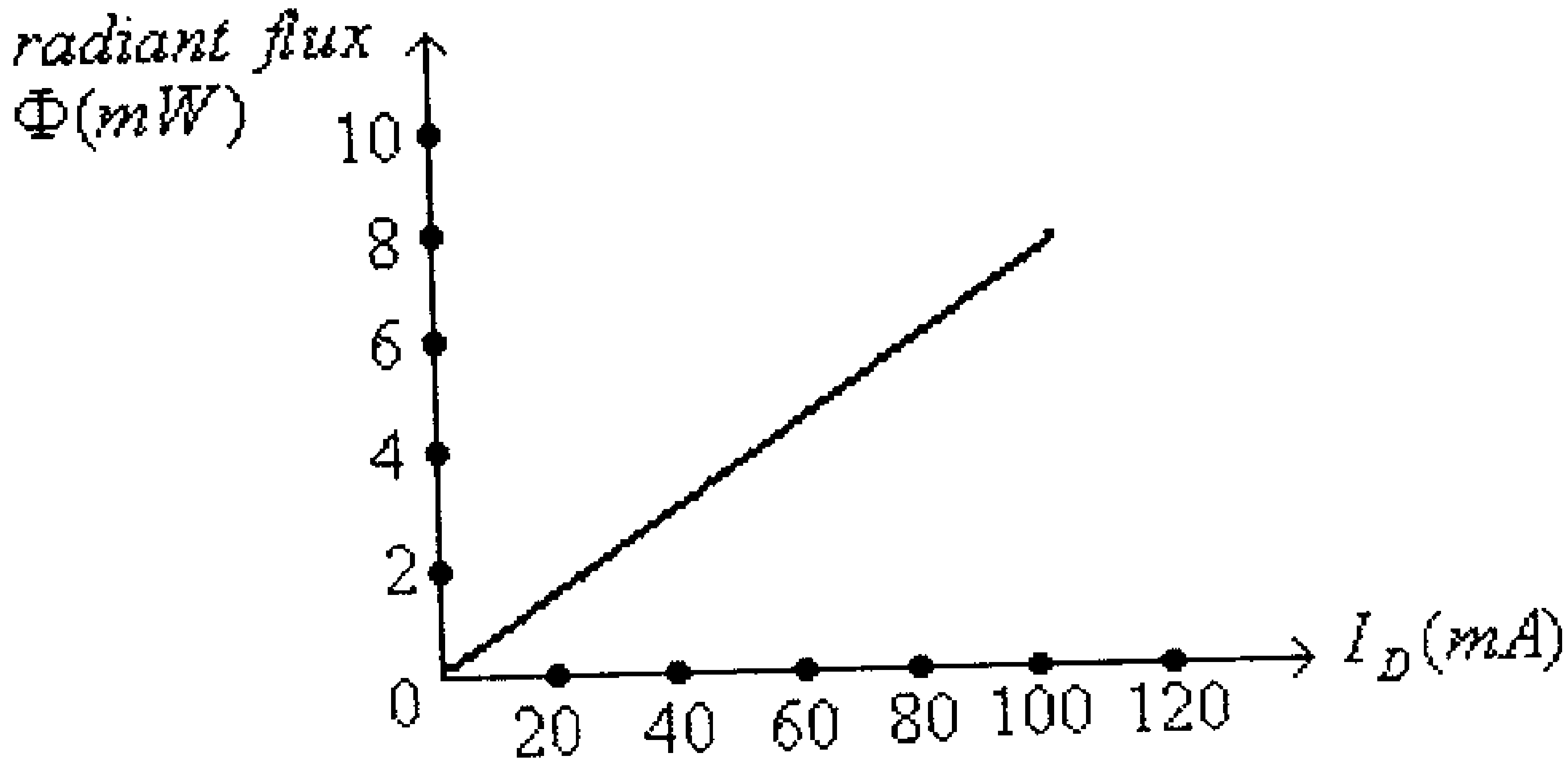
ومما يجب ذكره أيضاً أن في بعض الديودات الضوئية يوجد هناك عدسة لزيادة تركيز الضوء الساقط على الديود.

للديودات الضوئية أستخدامات عديدة في أجهزة التحكم عن بعد (remote control) وأجهزة الإنذار (alarm systems) المختلفة.

7.7 باعثات الأشعة تحت الحمراء (Infrared Emitters).

وهي نوع خاص من الديودات المصنوعة من الـ (gallium arsenide) والتي تصدر شعاعاً من الأشعة تحت الحمراء (infrared beam) عندما تكون في حالة إنحياز أمامي. فعندما يكون هذا النوع من الديودات في حالة إنحياز أمامي فإن الالكترونات الموجودة في بلورة المادة السالبة (n-type material) ستندمج مع الفجوات الموجودة في بلورة المادة الموجبة (p-type material)، وينتج عن هذا الإندماج طاقة من الأشعة تحت الحمراء تنطلق من الديود على شكل فوتونات.

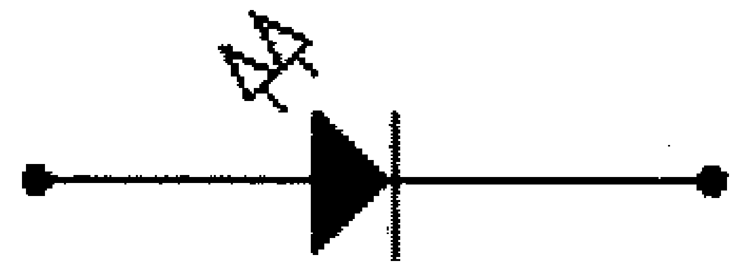
والعلاقة بين شدة التيار المار بهذا الديود وقوة الإشعاع الصادر منه خطية تقريباً، كما هو مبين، مثلاً، بالشكل التالي.



شكل (14)

ويستخدم هذا النوع من الديودات في أجهزة التحكم عن بعد (remote control) وبعض التطبيقات المختلفة الأُخرى.

الشكل التالي يبين رمز هذا النوع من الديودات.



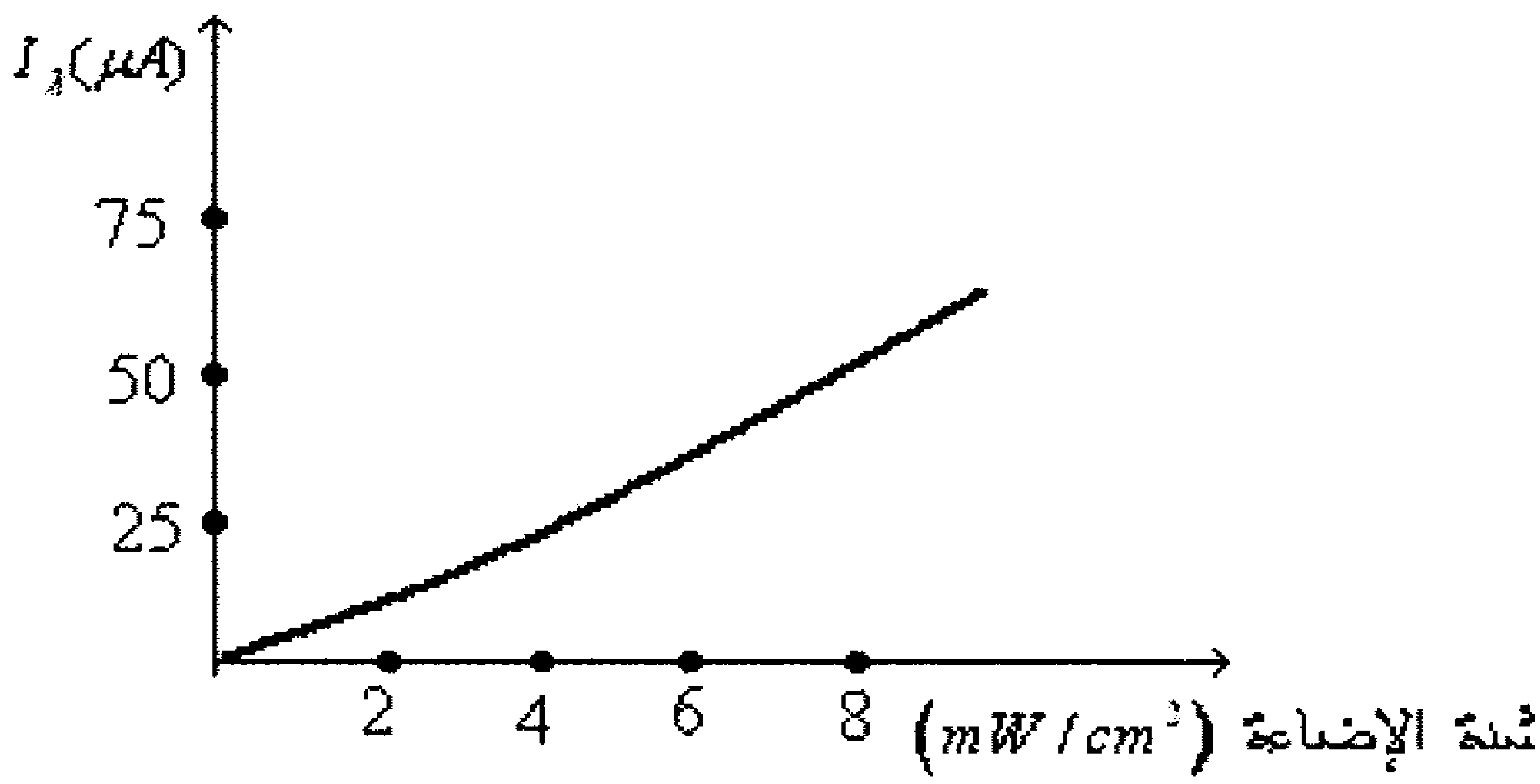
شكل (15)

7.8 الترانزيستورات الضوئية (Phototransistors)

في الترانزيستورات الضوئية تكون وصلة الـــ p-n بين المُجمِّع (collector) والقاعدة (base) حساسة للضوء، وسقوط الفوتونات الضوئية على هذه الوصلة سيولد تياراً، كتيار القاعدة لترانزيستور ثنائي القطبية العادي، يرمز له عادةً بالرمز I_λ ويسمى (photo-induced base current). وكما في حالة الترانزيستورات ثنائية القطبية العادية، فإن التيار I_λ سيسبب تياراً في مُجمِّع الترانزيستور قيمته:

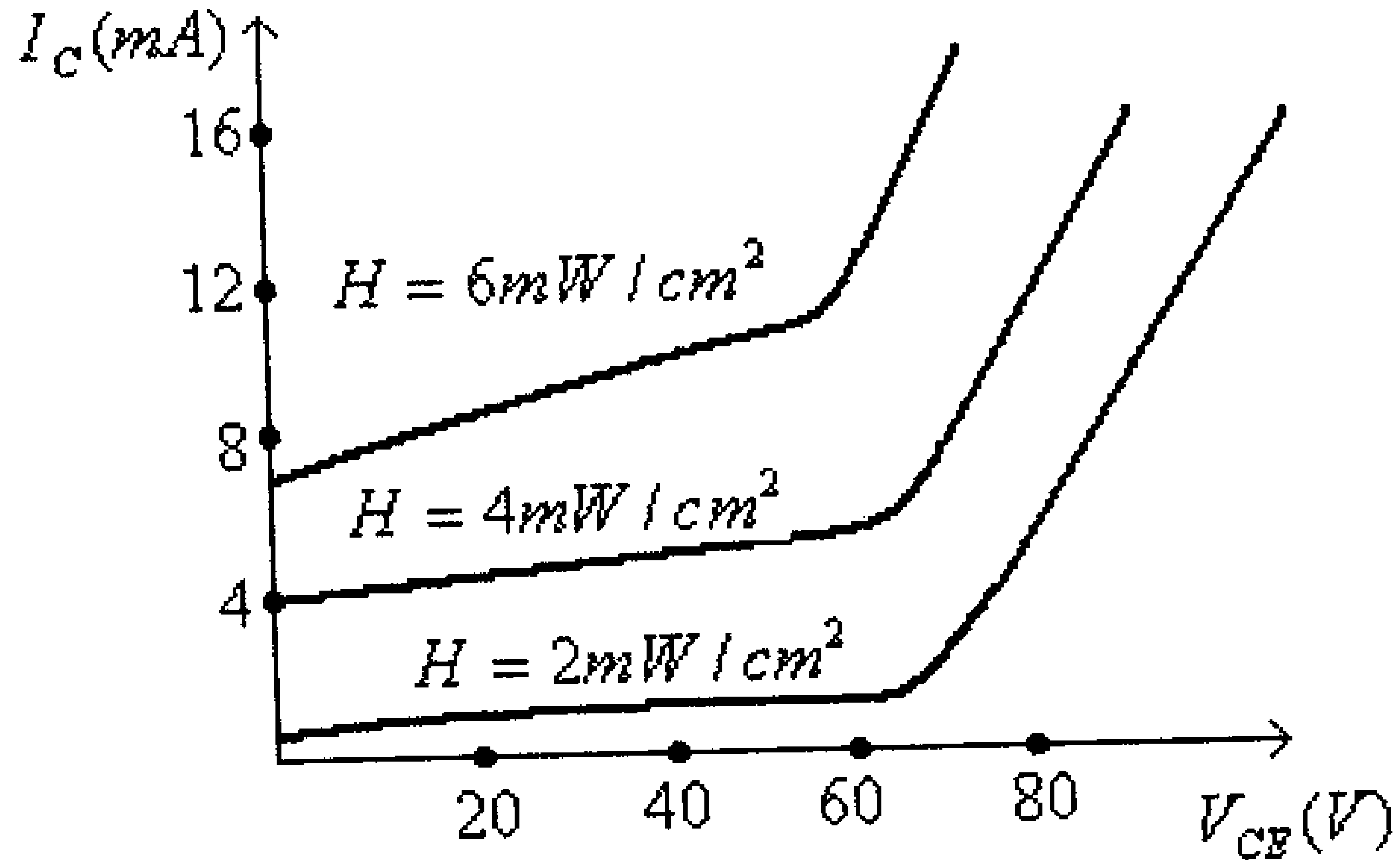
$$I_C = h_{fe}.I_\lambda$$

العلاقة بين شدة الإضاءة الساقطة على الترانزيستور والتيار I_λ علاقة شبه خطيه كما هو مبين بالشكل التالي.



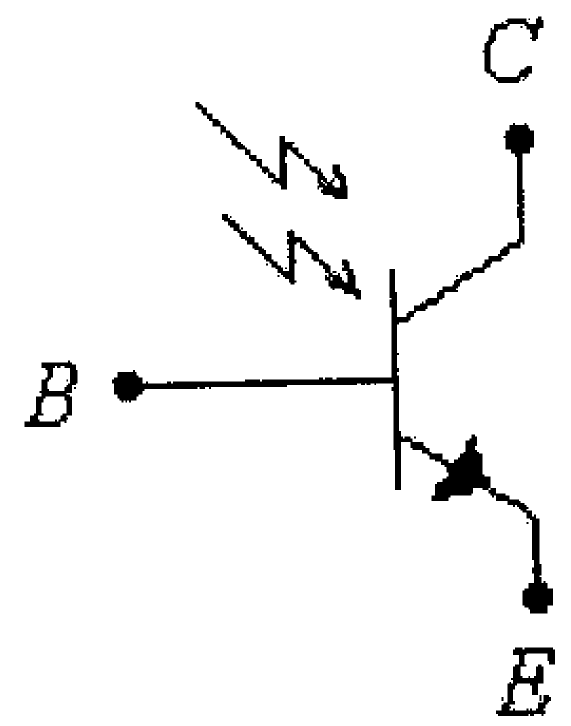
شكل (16)

والعلاقة بين تيار المُجمِّع (I_C) وفرق الجهد بين المُجمِّع والباعث (V_{CE}) عند قيم مختلفة لشدة الإضاءة الساقطة على الترانزيستور مبينة في الشكل التالي.



شكل (17)

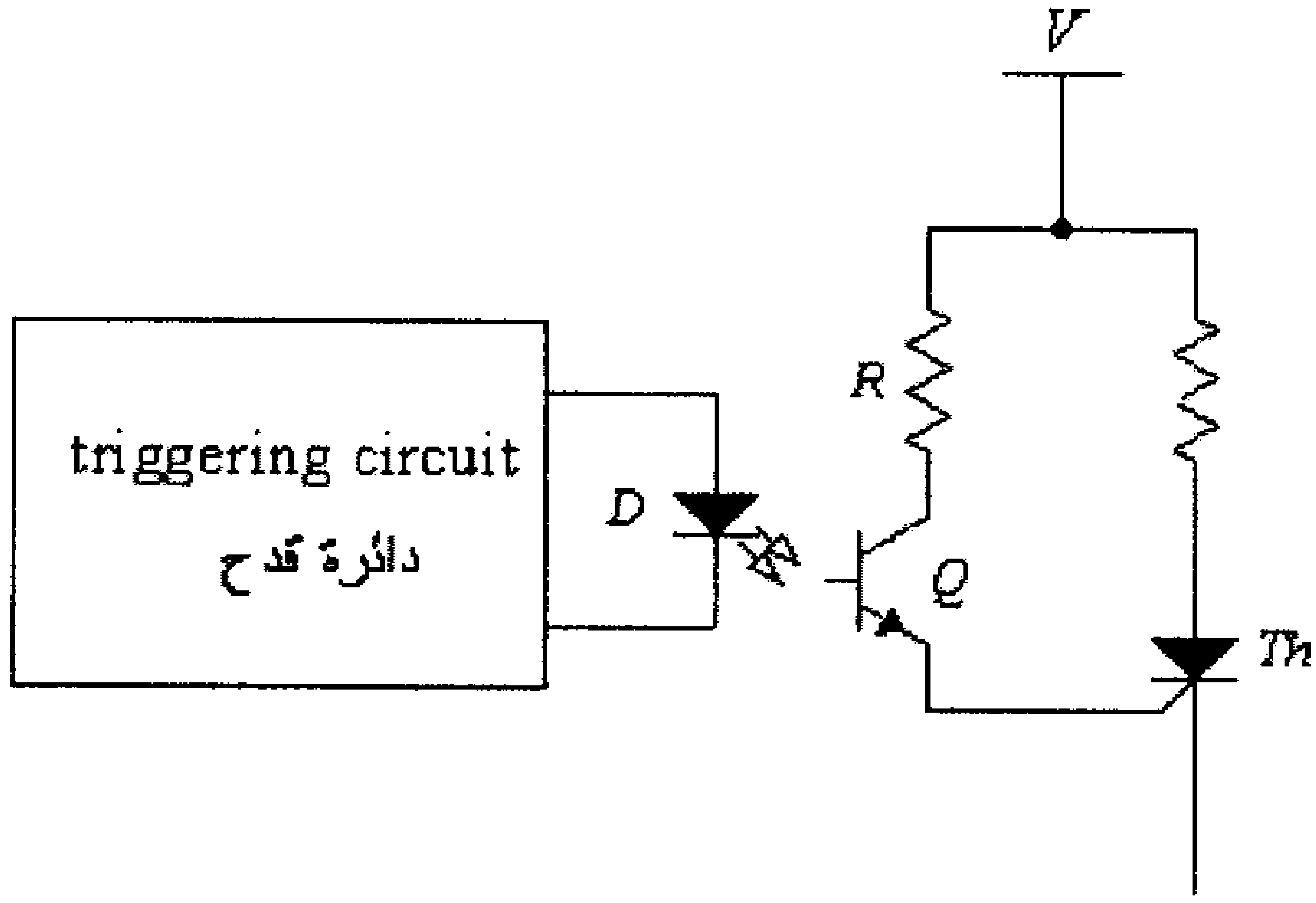
ورمز هذا الترانزيستور مبين بالشكل التالي.



شكل (18)

لهذا الترانزيستور تطبيقات عديدة وخاصة لنقل الإشارة بين دائرتين معزولتين كهربائياً مثل دوائر قدح الثايرستورات (سيتم شرحه في الوحدة اللاحقة).

في الدائرة التالية يُستخدم الـ opto-coupler والذي أحد مكوناته الترانزيستور الضوئي (phototransistor) لعزل دائرة قدح ثايريستور (ذات الفولطية المنخفضة، عادةً) عن دائرة القدرة العالية (ذات الفولطية العالية، عادةً).



شكل (19)

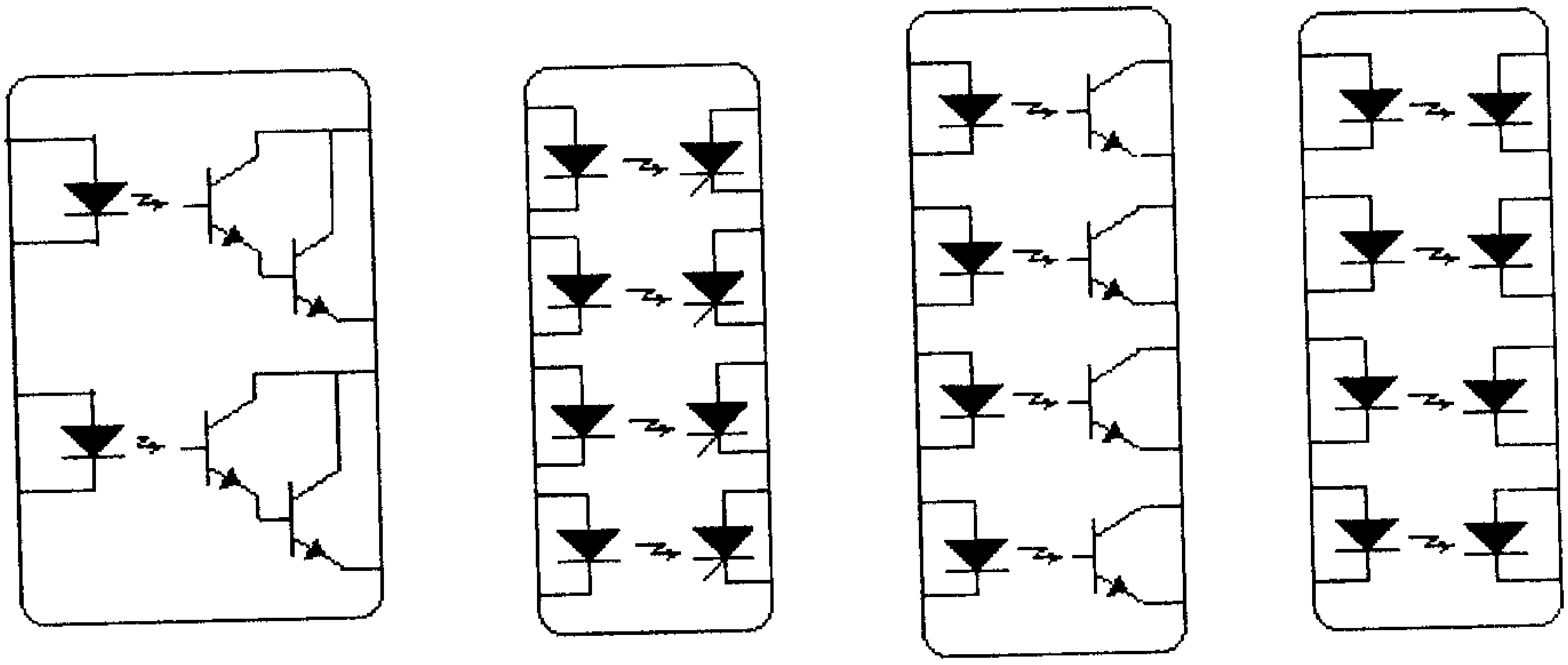
في هذه الدائرة، وعند ظهور نبضة القدح، يصدر شعاع ضوئي عن ديود الإنبعاث الضوئي (LED)، وعند سقوط هذا الشعاع على الترانزيستور الضوئي (phototransistor) يصبح هذا الترانزيستور بوضع on ويسري تيار قدح الثايريستور خلاله.

لاحظ أن دائرة القدح (triggering circuit) معزولة كهربائياً وبشكل تام عن دائرة الثايريستور.

7.9 عناصر الـ Opto-couplers

تسمى هذه العناصر أيضاً (opto-isolators) وهي تتكون عادة من ديود إنبعاث ضوئي (LED) وأحد العناصر الالكترونية الأُخرى الحساسة للضوء مثل الترانزيستور الضوئي (phototransistor) أو الديود الضوئي (photodiode) أو الثايريستور الضوئي (photo-SCR).

الشكل التالي يبين أنواعاً مختلفة من الـ opto-couplers.



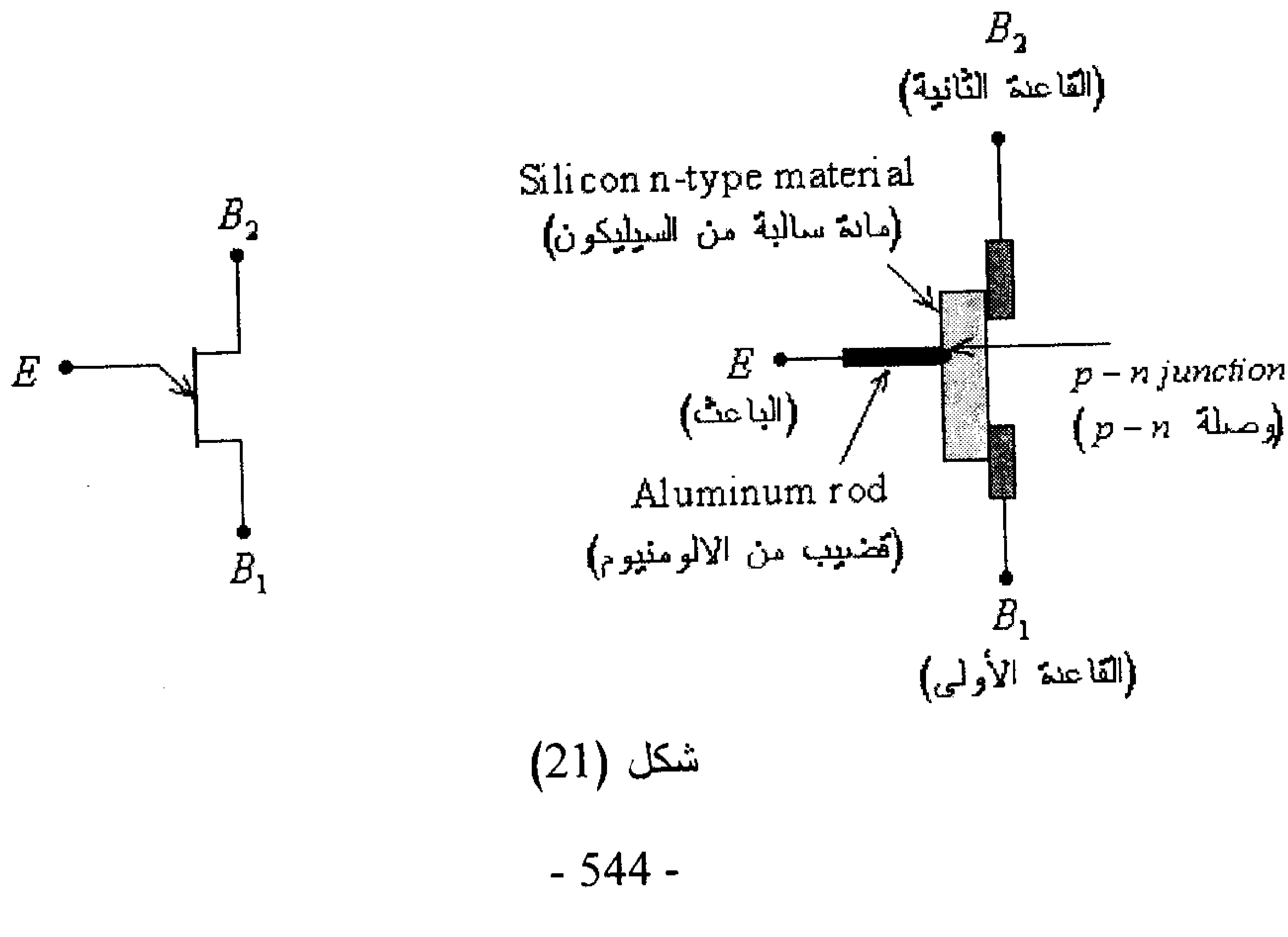
شكل (20)

وتستخدم الـ opto-couplers في تطبيقات مختلفة خاصة تلك التي تتطلب عزلاً كهربائياً بين دائرتين مختلفتين أو بين جزئين مختلفين من الدائرة الالكترونية.

7.10 الترانزيستورات أُحادية الوصلة (Unijunction Transistors)

تستخدم هذه الترانزيستورات في بناء الكثير من الدوائر الالكترونية مثل المذبذبات (oscillators)، دوائر القدح (triggering circuits)، مولدات موجة سن المنشار (sawtooth generators)، وغيرها.

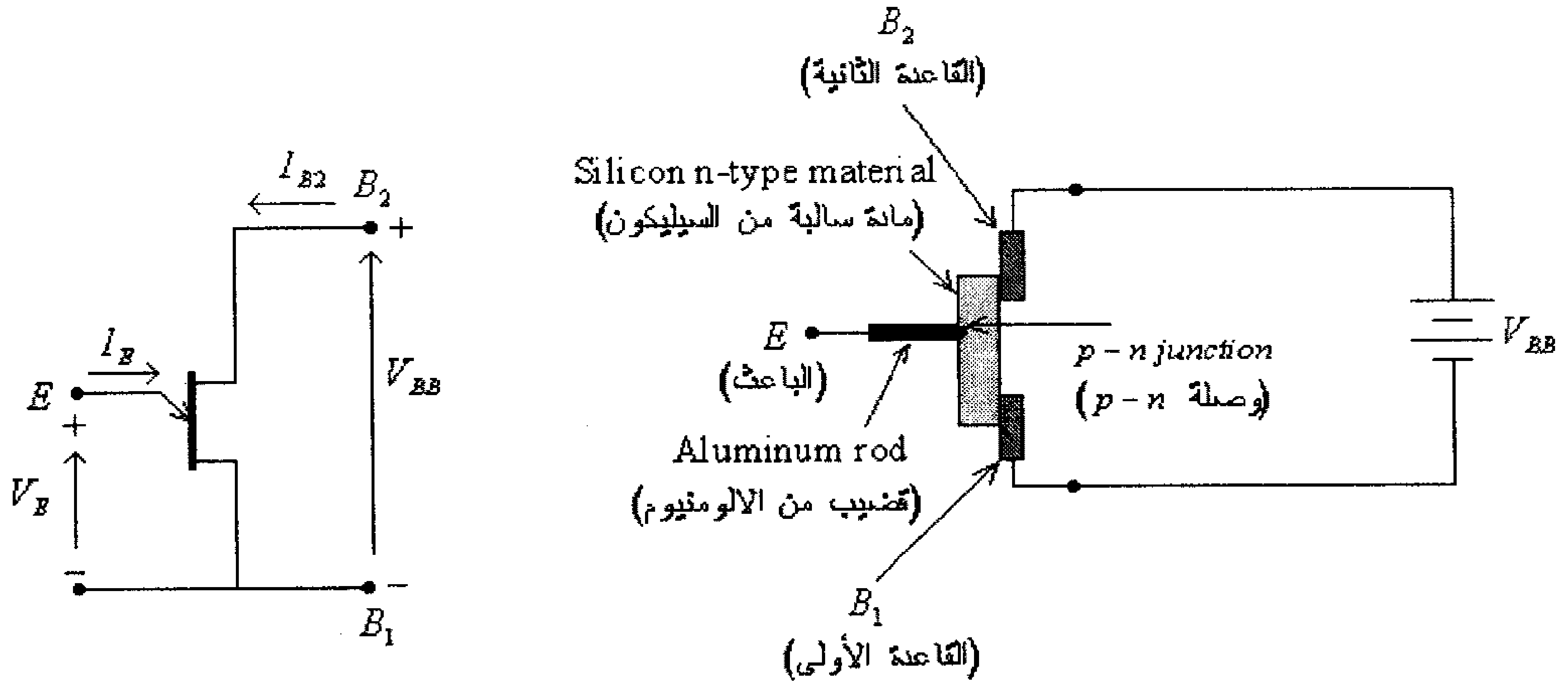
الشكل التالي يبين تركيب ورمز هذا الترانزيستور.



شكل (21)

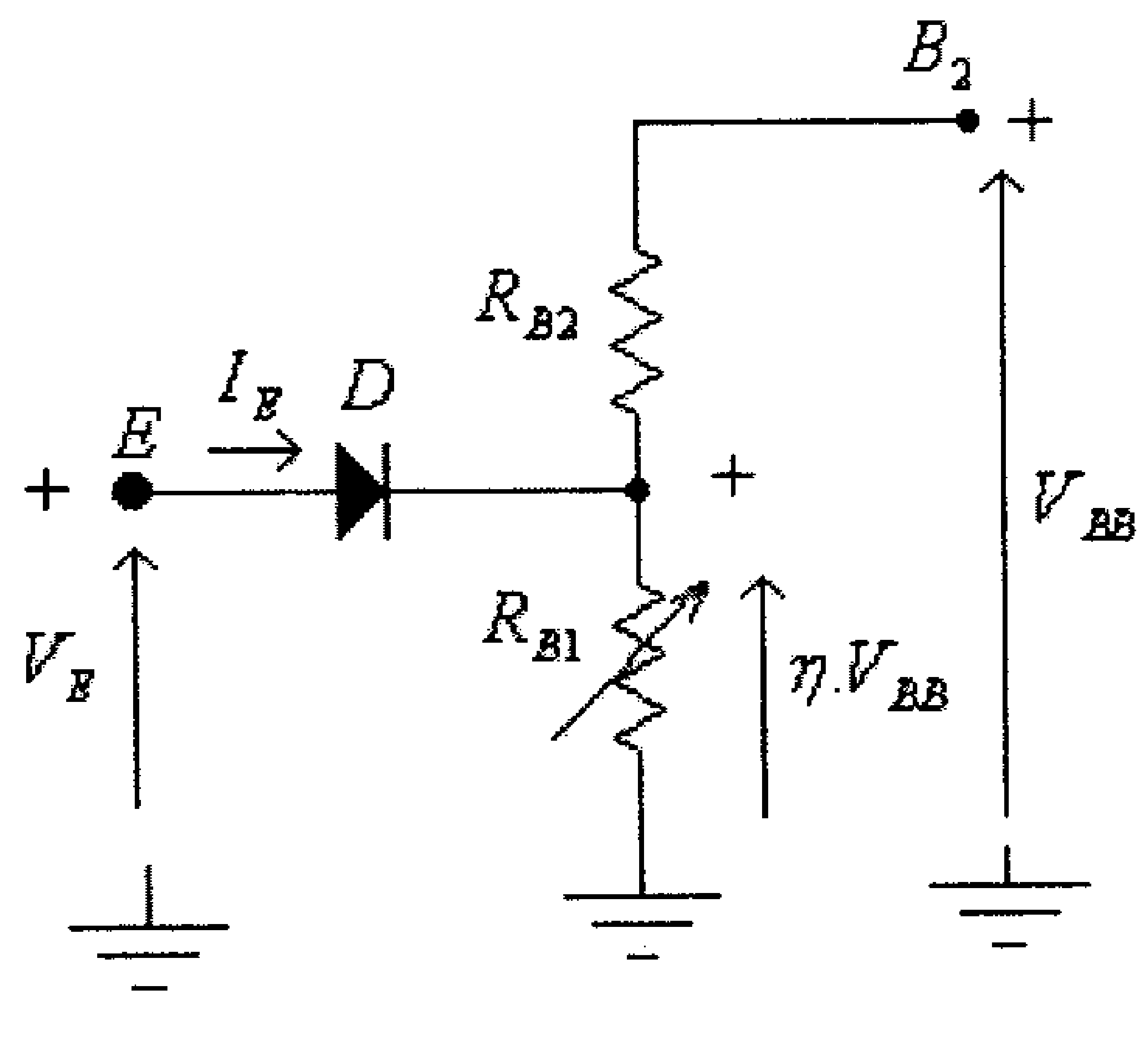
من هذا الشكل يمكن ملاحظة وجود وصلة $p-n$ واحدة (بين قضيب الالومنيوم ومادة السيليكون السالبة)، وهذا هو سبب تسمية هذا الترانزيستور بالترانزيستور أُحادي الوصلة. كما يمكن أيضاً ملاحظة أن وصلة الـــ $p-n$ أقرب الى القاعدة الثانية (B_2) منها الى القاعدة الأولى (B_1).

وعادةً ما يربط هذا الترانزيستور بحيث يكون جهد القاعدة الثانية (B_2) أعلى من جهد القاعدة الأولى (B_1)، كما في الشكل التالي.



شكل (22)

الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور مبينة في الشكل التالي:



شكل (23)

في هذه الدائرة:

R_{B2} – مقاومة مادة السيليكون بين القاعدة الثانية (B_2) ومنطقة توصيل قضيب الالومنيوم.

R_{B1} – مقاومة مادة السيليكون بين منطقة قضيب الالومنيوم والقاعدة الأولى (B_1).

D – الديود المُشكل من وصلة الـــ $p-n$ بين قضيب الالومنيوم والمادة السالبة من السيليكون.

لاحظ أن المقاومة R_{B1} متغيرة، وسبب تغيرها أن مرور التيار I_E خلالها (بعد أن يصبح الديود D بوضع on) سيزيد تركيز ناقلات التيار خلالها وبالتالي تقل قيمتها.

عندما يكون التيار I_E يساوي صفراً، فأن قيمة المقاومة بين الطرفين B_1 و B_2 هي:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

والجهد على مهبط الديود D هو:

$$V_{RB1} = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}.V_{BB} = \eta.V_{BB}$$

حيث:

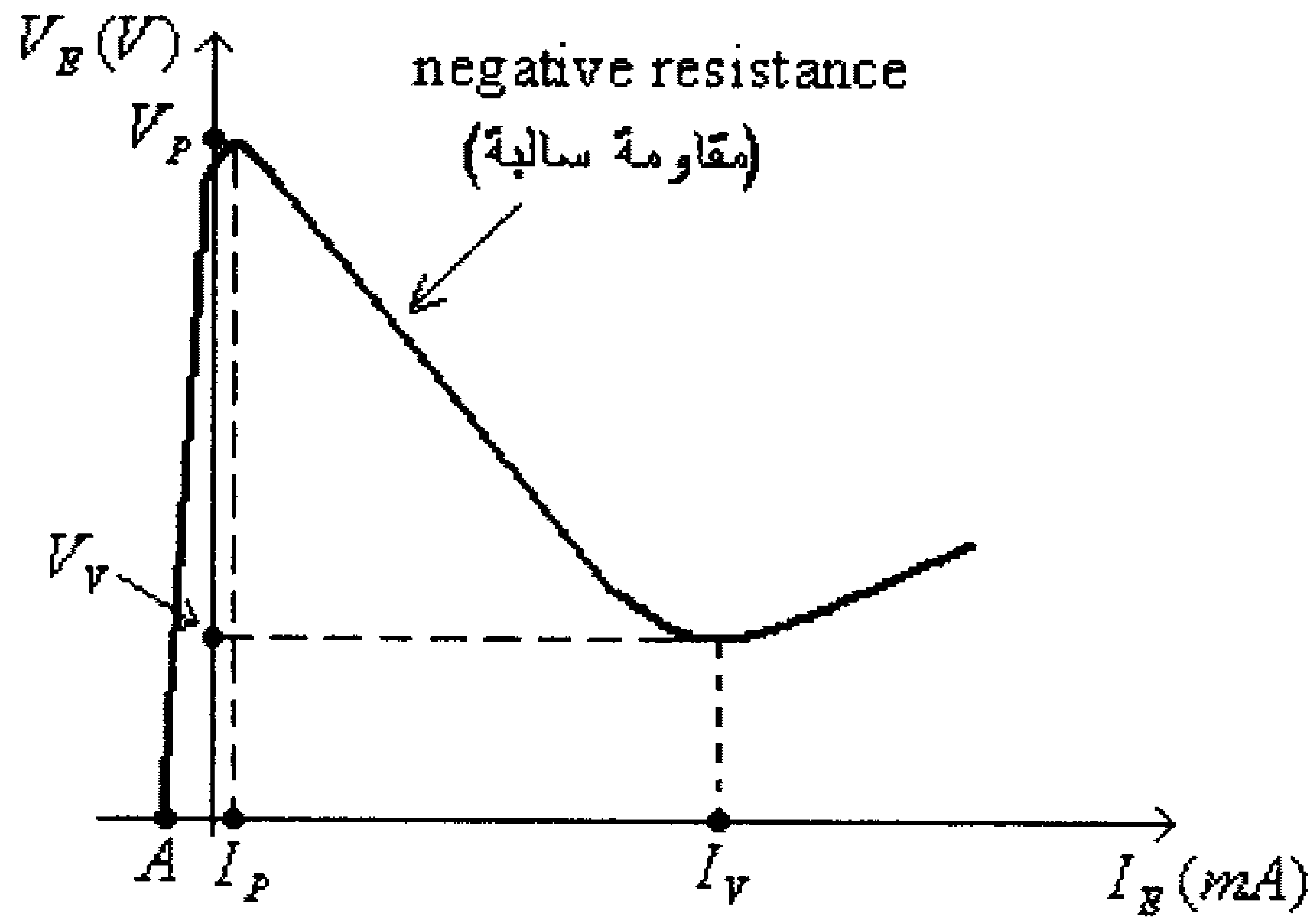
$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

ويسمى المعامل η "intrinsic stand-off ratio".

وعندما يصبح للجهد المدخلي V_E قيمة تساوي الجهد على مهبط الديود مضافاً اليه فرق الجهد بين طرفي الديود V_D، يصبح هذا الديود بحالة on. أي أن الديود يصبح بوضع on عند:

$$V_P = \eta.V_{BB} + V_D$$

وعندما يصبح الديود في وضع on، عند $V_E = V_P$، يقل الجهد V_E بزيادة قيمة التيار I_E (نتيجة نقصان قيمة المقاومة R_{B1})، وهذا يعني وجود مقاومة سالبة بهذا الجزء من خاصية هذا الترانزيستور كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (24)

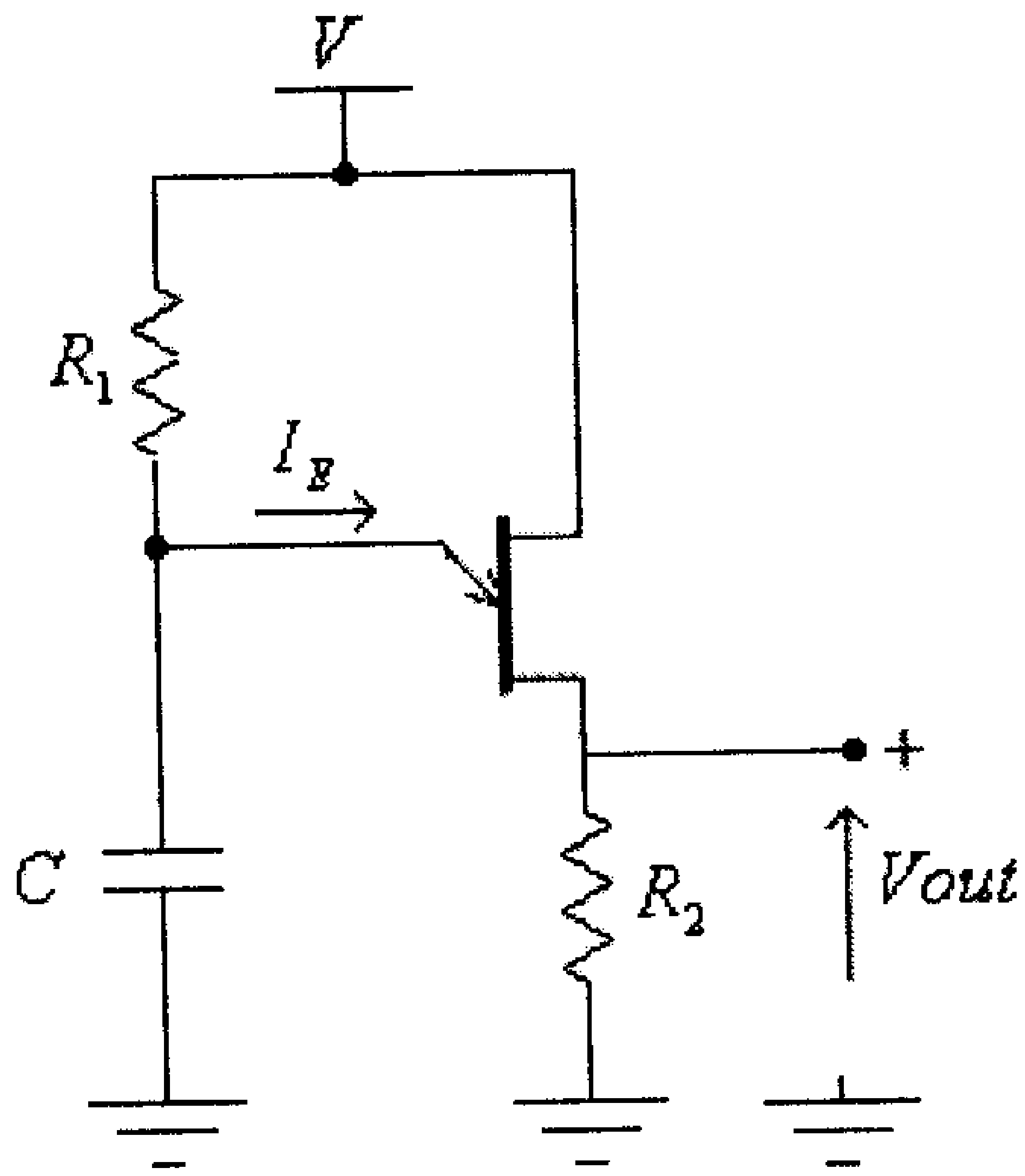
لاحظ من هذه الخاصية أنه:

- عندما تكون قيمة V_E تساوي صفراً (النقطة A) يمر تيار قليل وبالإتجاه السالب وذلك لكون الديود D بحالة إنحياز عكسي (أنظر الدائرة المكافئة في الشكل السابق).
- مع إرتفاع قيمة V_E تقل قيمة التيار I_E وذلك أنه مع إرتفاع قيمة V_E يقل فرق الجهد بين طرفي الديود.
- عند وصول قيمة V_E الى القيمة V_P (peak value أو القيمة العظمى) تبدأ قيمة V_E بالنقصان مع زيادة قيمة I_E (لأن الديود يصبح بوضع on ويبدأ التيار I_E بالمرور بالمقاومة R_{B1} التي تقل قيمتها بزيادة التيار المار فيها).
- تستمر قيمة V_E بالنقصان حتى الوصول الى القيمة V_V (valley value أو القيمة الدنيا) والتي عندها تكون قيمة المقاومة R_{B1} قد وصلت الى أقل قيمة لها.
- بعد وصول قيمة V_E الى القيمة V_V فإن زيادة قيمة V_E يؤدي الى زيادة قيمة I_E .

لاحظ وجود المقاومة السالبة بخاصية هذا الترانزيستور في الفترة التي فيها فرق الجهد V_E بين القيمتين V_P و V_V (والتيار I_E بين القيمتين I_P و I_V). ومما يجب ذكره أنه وفي جميع تطبيقات هذا الترانزيستور يراعى أن تكون نقطة عمله واقعة على ذلك الجزء من خاصيته والتي تكون فيها مقاومته سالبة.

وكما ذُكر سابقاً لهذا الترانزيستور تطبيقات عديدة مثل المذبذبات (oscillators) ودوائر القدح (triggering circuits).

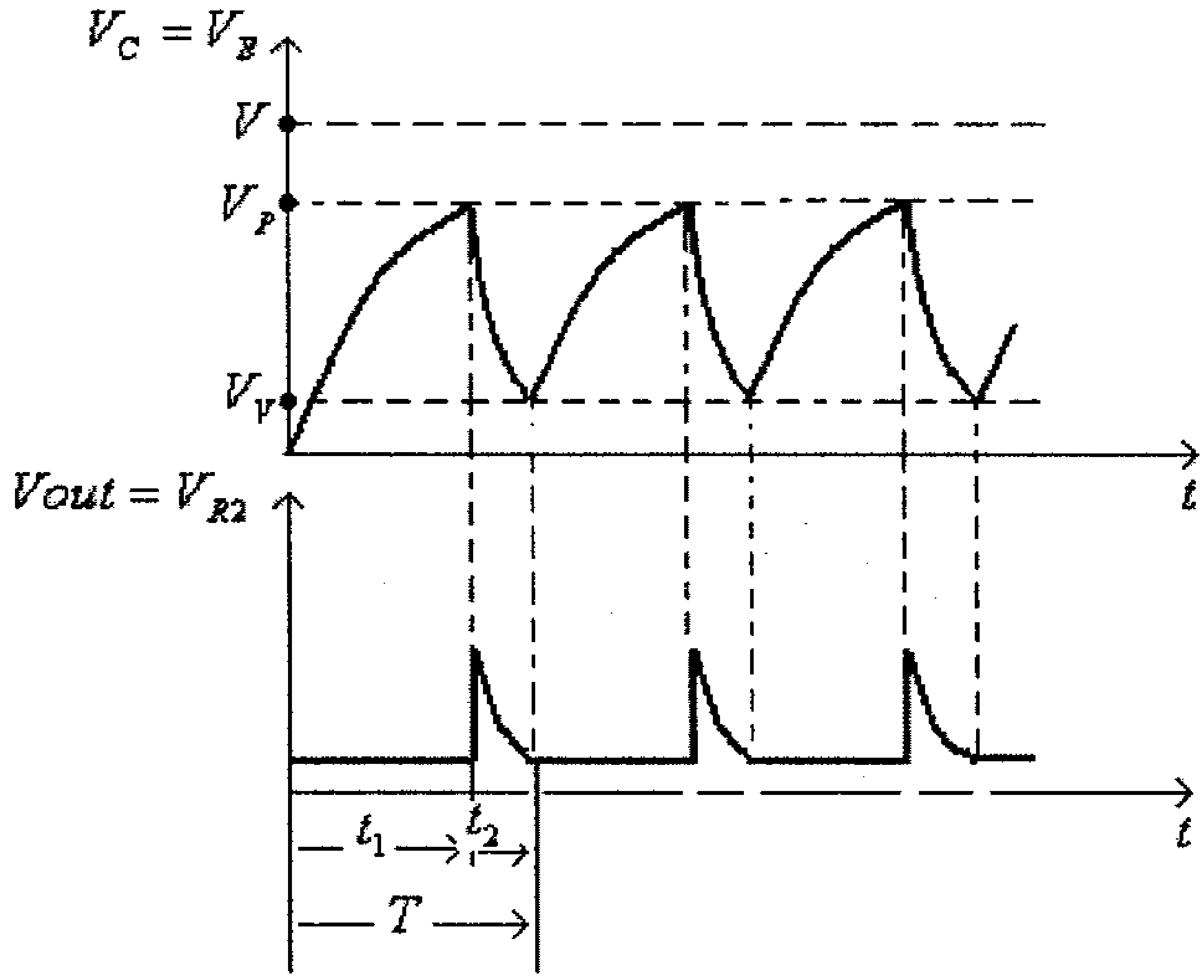
الشكل التالي يبين دائرة مذبذب (oscillator) بإستخدام الـــ UJT.



شكل (25)

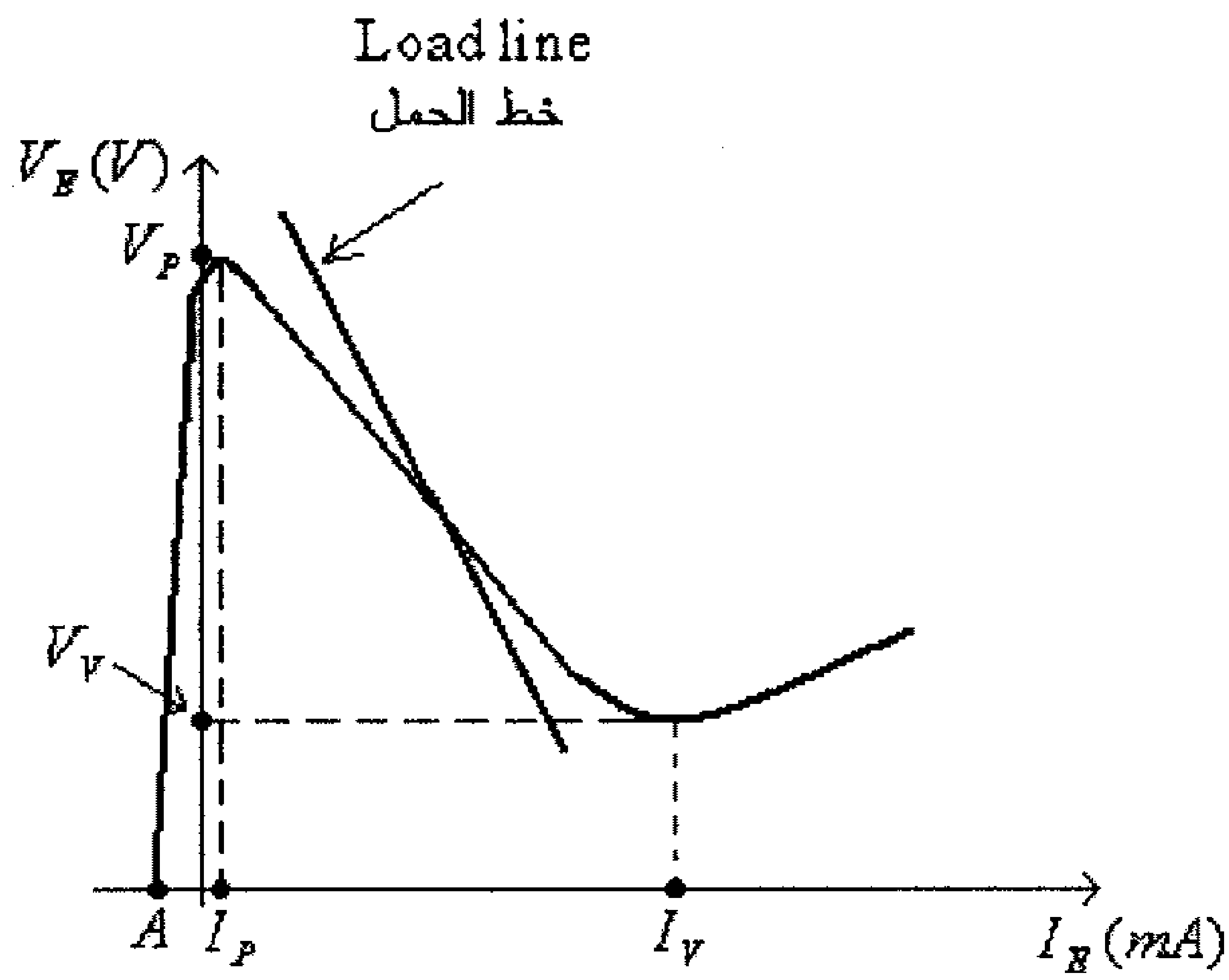
في البداية يكون المكثف مفرغاً ويكون فرق الجهد بين طرفيه يساوي صفراً، وعند تطبيق الفولطية V على هذه الدائرة يبدأ المكثف C بالشحن من خلال المقاومة R_1. عند وصول جهد المكثف (والذي هو بنفس الوقت جهد الباعث للـــ UJT) الى القيمة V_P يصبح الترانزيستور في وضع on ويتم تفريغ المكثف C من خلال المقاومة R_2 ويظهر فرق الجهد المخرجي $Vout$. لاحظ أن المكثف سيتم تفريغه حتى يصل جهده الى القيمة V_V للترانزيستور ليبدأ بعده بالشحن من جديد الى القيمة V_P، وهكذا الى أن يتم فصل التغذية عن هذه الدائرة.

الشكل التالي يبين موجتي فولطية المكثف والفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



شكل (26)

وحتى تعمل هذه الدائرة فإن قيمة المقاومة R_1 يتم إختيارها لتكون نقطة عمل الترانزيستور في جزء المقاومة السالبة من خاصيته ، أي تكون قيمة التيار I_E بين القيمتين I_P و I_V والفولطية V_E بين القيمتين V_P و V_V، أنظر الشكل التالي.



شكل (27)

وعندما يكون $V_E = V_P$ ، فإن فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_1 هو:

$$V_{R1} = V - V_P$$

والتيار المار في هذه المقاومة (والذي بنفس الوقت هو التيار I_E) هو:

$$I_{R1} = I_P$$

أي أن القيمة العظمى للمقاومة R_1 هي:

$$R_{1\max} = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{V - V_P}{I_P}$$

وعندما يكون $V_E = V_V$ ، فإن فرق الجهد بين طرفي المقاومة R_1 هو:

$$V_{R1} = V - V_V$$

والتيار المار في هذه المقاومة هو:

$$I_{R1} = I_V$$

أي أن القيمة الصغرى للمقاومة R_1 هي:

$$R_{1\min} = \frac{V_{R1}}{I_{R1}} = \frac{V - V_V}{I_V}$$

أي أن:

$$R_{1\min} < R_1 < R_{1\max}$$

أو:

$$\frac{V - V_V}{I_V} < R_1 < \frac{V - V_P}{I_P}$$

ومن كون أن المكثف C يبدأ بالشحن من القيمة V_V وبثابت زمني (time constant) محدد بـــ:

$$\tau = R_1.C$$

فإن:

$$v_C(t) = V_V + (V - V_V).\left(1 - e^{\frac{-t}{R_1.C}}\right)$$

وعند $t = t_1$ يكون $v_C = V_P$ ، وبالتالي، فإن:

$$V_P = V_V + (V - V_V).\left(1 - e^{\frac{-t_1}{R_1.C}}\right)$$

ومنها:

$$\frac{V_P - V_V}{V - V_V} = 1 - e^{\frac{-t_1}{R_1.C}}$$

أي:

$$e^{\frac{-t_1}{R_1.C}} = 1 - \frac{V_P - V_V}{V - V_V} = \frac{V - V_P}{V - V_V}$$

ومنها:

$$t_1 = -R_1.C.\ln\left(\frac{V - V_P}{V - V_V}\right) = R_1.C.\ln\left(\frac{V - V_V}{V - V_P}\right)$$

ومن كون أن المكثف C يبدأ بالتفريغ من القيمة V_P وبثابت زمني (time constant) محدد بـــ:

$$\tau = (R_2 + R_{B1}).C$$

فإن:

$$v_C(t) = V_P.e^{\frac{-t}{(R_2 + R_{B1}).C}}$$

وعند $t = t_2$ يكون $v_C = V_V$ ، وبالتالي، فإن:

$$V_V = V_P.e^{\frac{-t_2}{(R_2 + R_{B1}).C}}$$

ومنها:

$$\frac{V_V}{V_P} = e^{\frac{-t_2}{(R_2 + R_{B1}).C}}$$

أي:

$$t_2 = -(R_2 + R_{B1}).C.\ln\left(\frac{V_V}{V_P}\right) = (R_2 + R_{B1}).C.\ln\left(\frac{V_P}{V_V}\right)$$

وزمن الدورة هو:

$$T = t_1 + t_2 = R_1.C.\ln\left(\frac{V - V_V}{V - V_P}\right) + (R_2 + R_{B1}).C.\ln\left(\frac{V_P}{V_V}\right)$$

والذبذبة هي:

$$f = \frac{1}{T}$$

ولكون:

$$t_2 << t_1$$

يمكن إعتبار أن:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} \approx \frac{1}{t_1} = \frac{1}{R_1.C.\ln\left(\frac{V - V_V}{V - V_P}\right)} = \frac{1}{R_1.C.\ln\left(\frac{1 - \frac{V_V}{V}}{1 - \frac{V_P}{V}}\right)}$$

ولكون:

$$V_V << V$$

ومن كون:

$$V_P = \eta.V + V_D$$

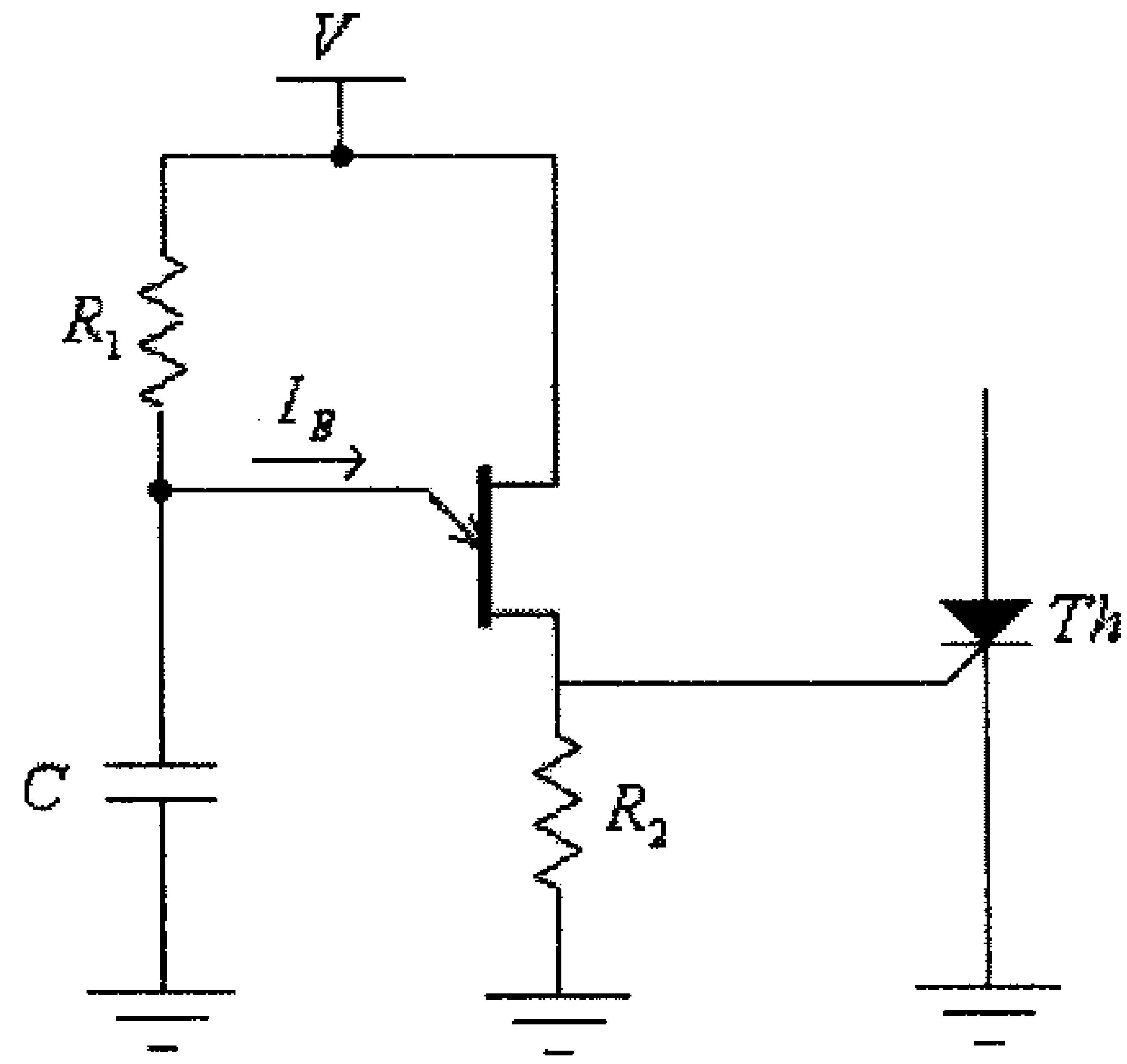
وبأهمال القيمة V_D، فإن:

$$\eta \approx \frac{V_P}{V}$$

وبالتالي، فإن:

$$f \approx \frac{1}{R_1.C.\ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

ويمكن إستخدام هذه الدائرة لتوليد نبضات لأغراض مختلفة مثل قدح ثايريستور، كما في الشكل التالي.

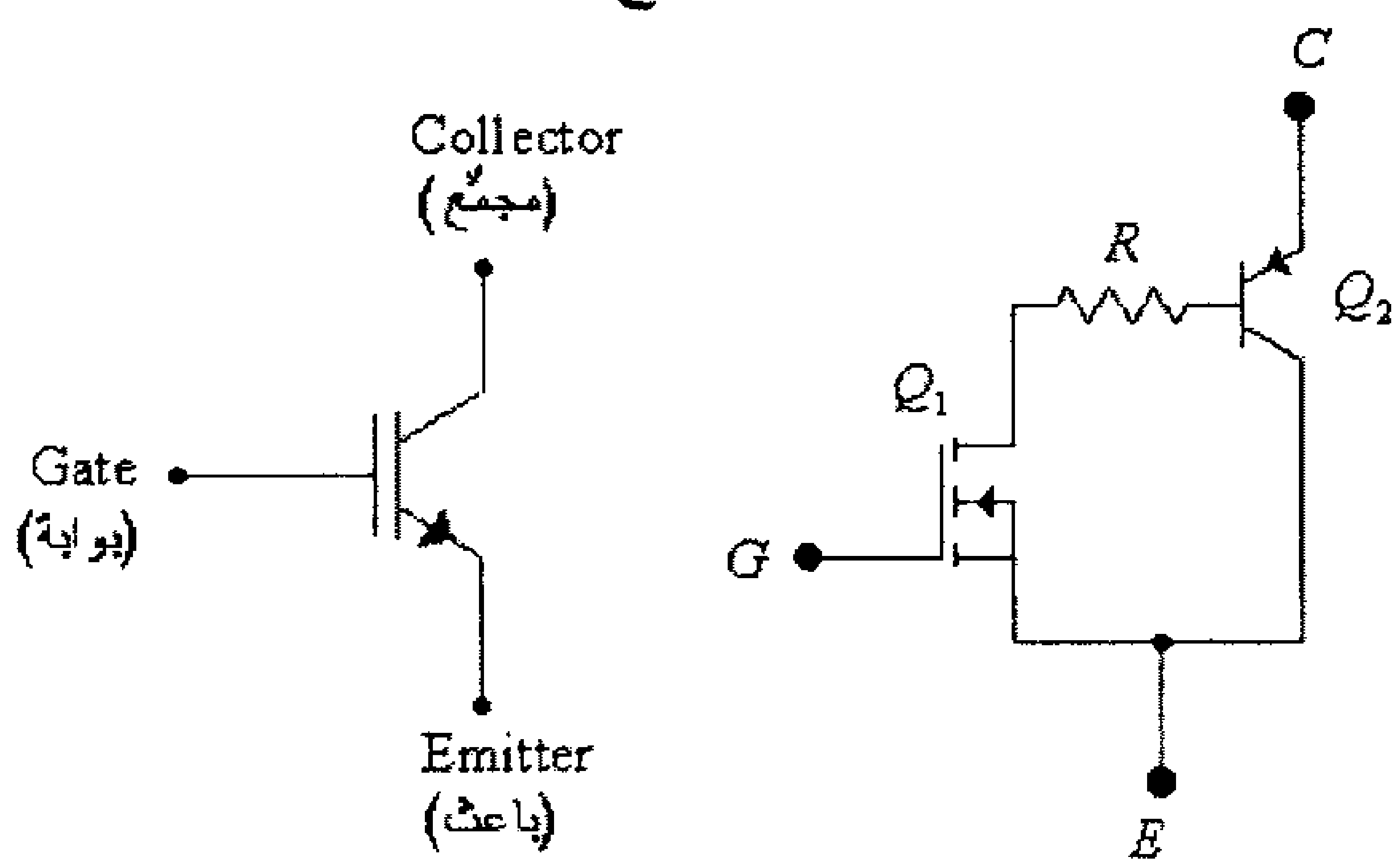


شكل (28)

7.11 الترانزيستورات معزولة البوابة ثنائية القطبية
(Isolated Gate Bipolar Transistors, IGBTs)

هذه النوع من الترانزيستورات من العناصر الالكترونية الحديثة التي أصبحت تستخدم كثيراً ببناء الدوائر الالكترونية ذات القدرات العالية، إذ تستخدم هذه الترانزيستورات بشكل رئيسي لتعمل كمفاتيح الكترونية (electronic switches) في دوائر الفولطيات العالية (600 الى 1700 فولط) وتيارات كبيرة (حتى 1000 أمبير).

الشكل التالي يبين الرمز والدائرة المكافئة لهذا النوع من الترنزيستورات.



شكل (29)

لاحظ أنه وعند إعطاء نبضة موجبة لبوابة الترانزيستور Q_1 يصبح هذا الترانزيستور بوضع on ويسمح لتيار القاعدة للترانزيستور Q_2 بالمرور ليصبح بدوره أيضاً بوضع on.
لاحظ كذلك أن مدخل هذا الترانزيستور (بين الطرفين G و E) يشبه مدخل ترانزيستور تأثير المجال (FET)، بينما مخرجه (بين الطرفين C و E) يشبه ذلك للترانزيستور ثنائي القطبية (BJT).

وجاءت تسمية هذا الترانزيستور بمعزول البوابة (isolated gate) من كون بوابة هذا الترانزيستور معزولة عن باقي أجزاءه.

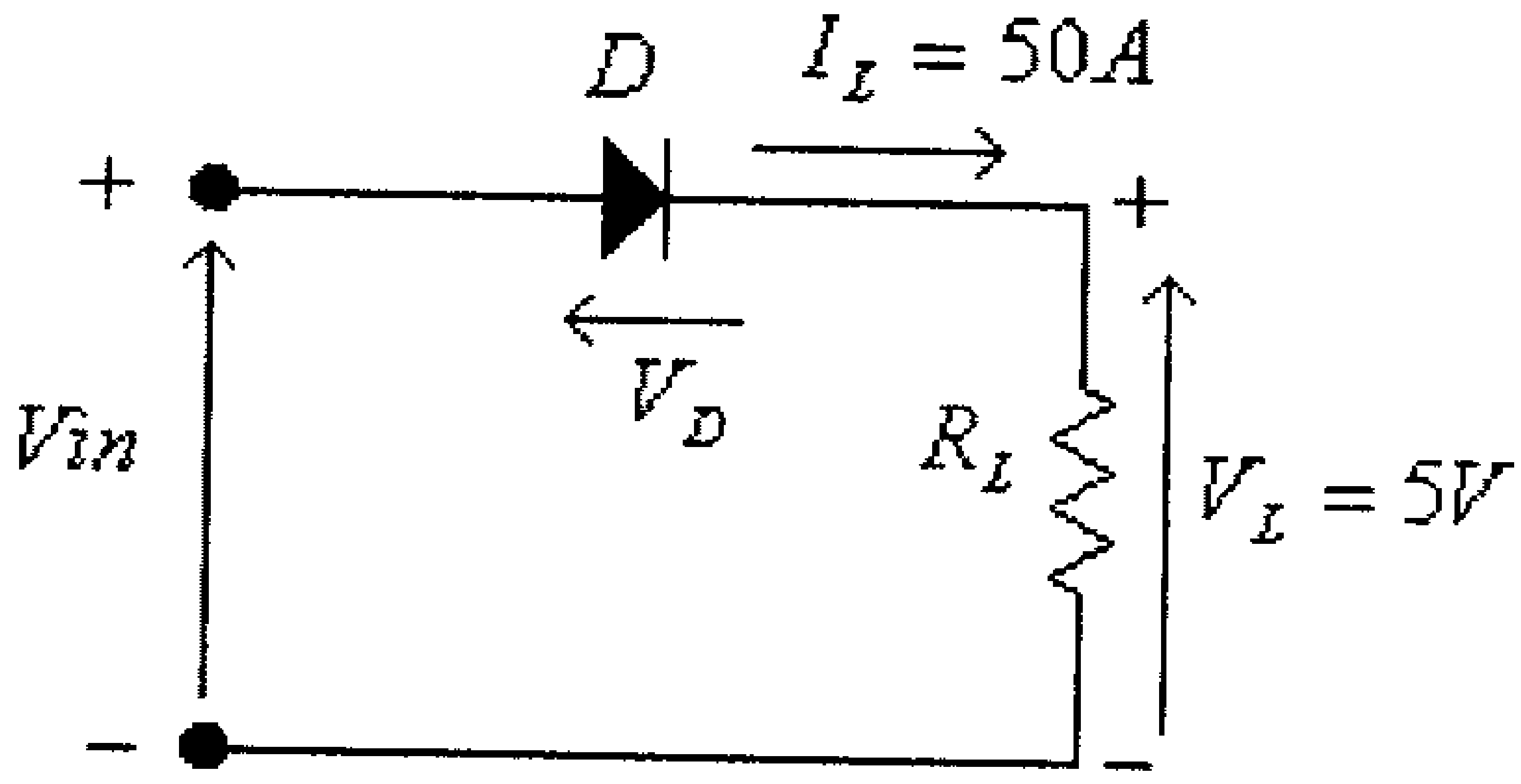
من الدائرة المكافئة لهذا الترانزيستور يمكن أن تلاحظ أن هذا الترانزيستور يجمع بين المواصفات الجيدة لكل من ترانزيستورات تأثير المجال وترانزيستورات ثنائية القطبية.

- فمدخله شبيه بمدخل ترانزيستورات تأثير المجال، أي أنه يتم التحكم به (جعله بوضع on أو بوضع off) بواسطة فولطية والتيار المدخلي له يساوي صفراً.
- سرعته (عند إنتقاله من وضع on الى وضع off وبالعكس عالية)، وهو بهذا شبيه بترانزيستورات تأثير المجال، لذا يمكن إستخدامه بدوائر القدرات الكبيرة والترددات العالية نسبياً .
- فرق الجهد بين طرفيه عندم يكون بوضع on، قليل نسبياً وأقل من ذلك لترانزيستورات تأثير المجال، وهو بهذا شبيه بترانزيستورات ثنائية القطبية.
- إمكانية تحمله لتيارات وفولطيات عالية.

وكما ذُكر سابقاً يستخدم هذا النوع من الترانزيستورات في بناءالدوائر الالكترونية ذات القدرات العالية مثل أنظمة التغذية (power supplies) المختلفة.

7.12 أمثلة محلولة:

مثال (1): أوجد معامل الكفاءة (efficiency factor) للدائرة التالية في حالة كون الديود المستخدم سيليكونياً وكذلك في حالة كونه ديود Schottky.



شكل (30)

الحل:

في هذه الدائرة:

القدرة المخرجية (output power) هي:

$$Pout = V_L . I_L = 5(50) = 250W$$

الجهد المدخلي هو:

$$Vin = Vout + V_D$$

– في حال كون الديود سيليكونياً، فإن فرق الجهد بين طرفي الديود كبير نسبياً وبحدود $1.1V$، وبالتالي، فإن:

$$Vin = Vout + V_D = 5 + 1.1 = 6.1V$$

والقدرة المدخلية (input power) هي:

$$Pin = Vin.Iin = 6.1(50) = 305W$$

ومعامل الكفاءة (efficiency factor)، في هذه الحالة هو:

$$\eta = \frac{Pout}{Pin} = \frac{250}{305} = 0.82$$

أو:

$$\eta = 82\%$$

– في حال كون الديود هو ديود Schottky، فإن فرق الجهد بين طرفي الديود قليل نسبياً، وبحدود $0.5V$،

وبالتالي، فإن:

$$Vin = Vout + V_D = 5 + 0.5 = 5.5V$$

والقدرة المدخلية (input power) هي:

$$Pin = Vin.Iin = 5.5(50) = 275W$$

ومعامل الكفاءة (efficiency factor)، في هذه الحالة هو:

$$\eta = \frac{Pout}{Pin} = \frac{250}{275} = 0.91$$

أو:

$$\eta = 91\%$$

مثال (2): أوجد مواسعة varicap عندما يكون فرق الجهد العكسي بين طرفيه $4V$، إذا علمت أنه ولهذا الديود: $C(0) = 80pF$ ، $V_T = 0.7V$ وقيمة المعامل n تساوي 0.5

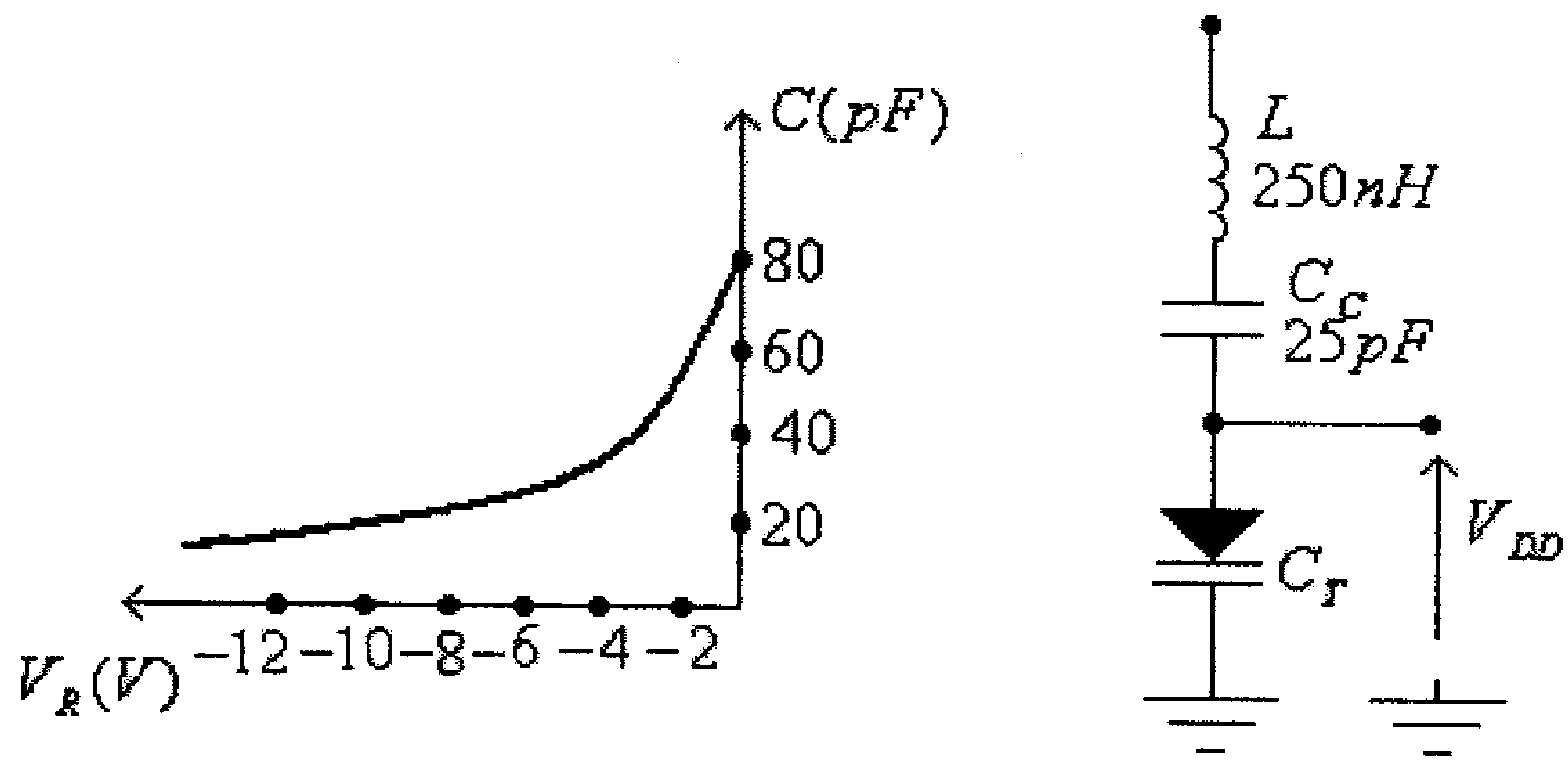
الحل:

$$C_T(V_R) = \frac{C(0)}{\left(1 + \left|\frac{V_R}{V_T}\right|\right)^n}$$

أي أن:

$$C_T(-4V) = \frac{80x10^{-12}}{\left(1 + \left|\frac{-4}{0.7}\right|\right)^{0.5}} = 31x10^{-12}F = 31pF$$

مثال (3): لدائرة الرنين التالية ولخاصية الـ varicap المبينة، أوجد جهد التحكم V_{DD} اللازم لجعل تردد الرنين لهذه الدائرة يساوي $90MHz$.



شكل (31)

الحل:

هذه الدائرة هي دائرة رنين توالي، وفيها:

$$\omega_O = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

أي أن تردد الرنين هو:

$$f_O = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.C}} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

حيث:

$$C = \frac{C_C.C_T}{C_C + C_T} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots(2)$$

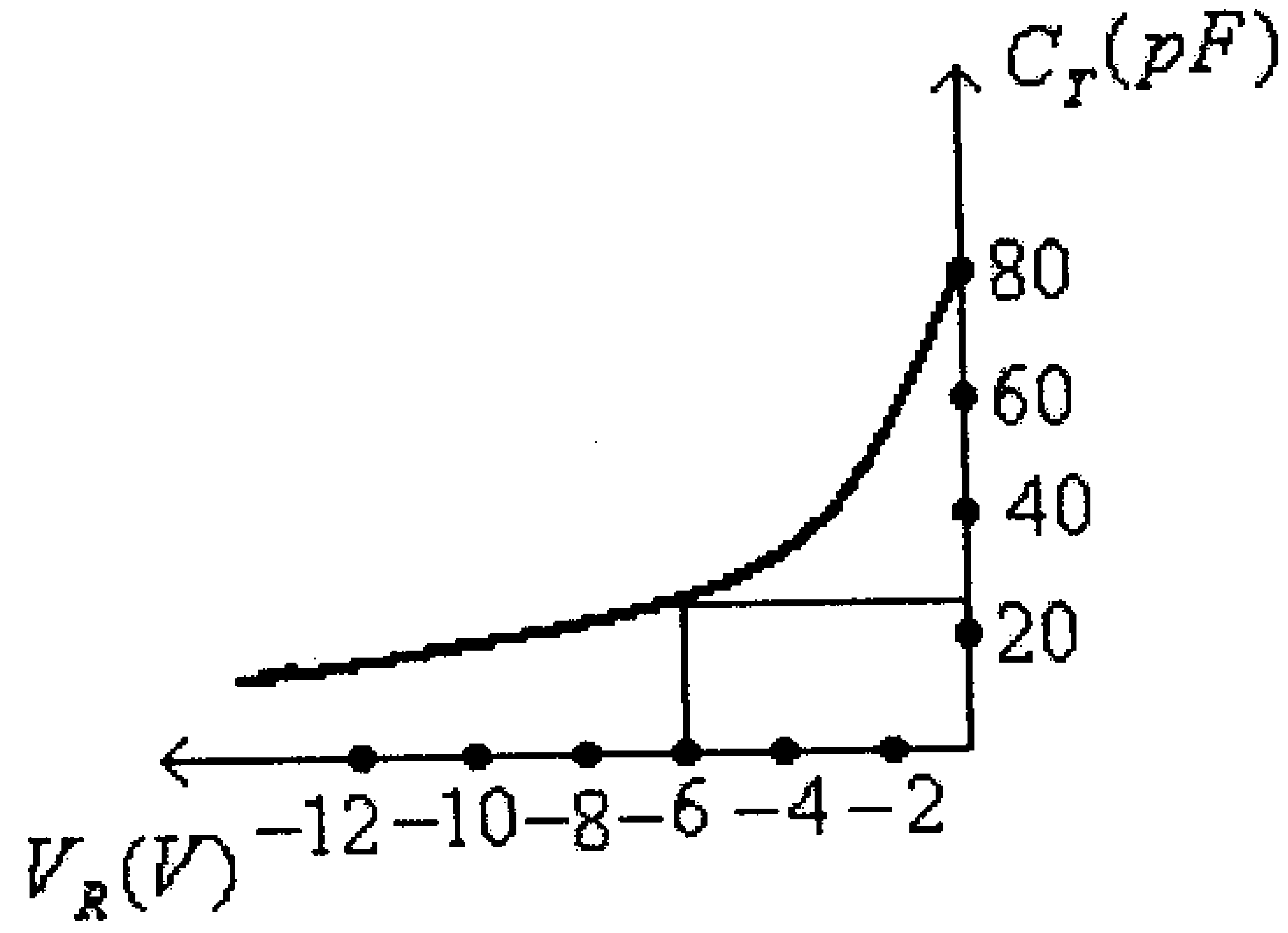
من المعادلة رقم (1)، نجد:

$$C = \frac{1}{L.(2\pi.f_O)^2} = \frac{1}{250x10^{-9}[2\pi(90x10^6)]^2} = 12.5x10^{-12}\,F = 12.5\,pF$$

من المعادلة رقم (2)، نجد:

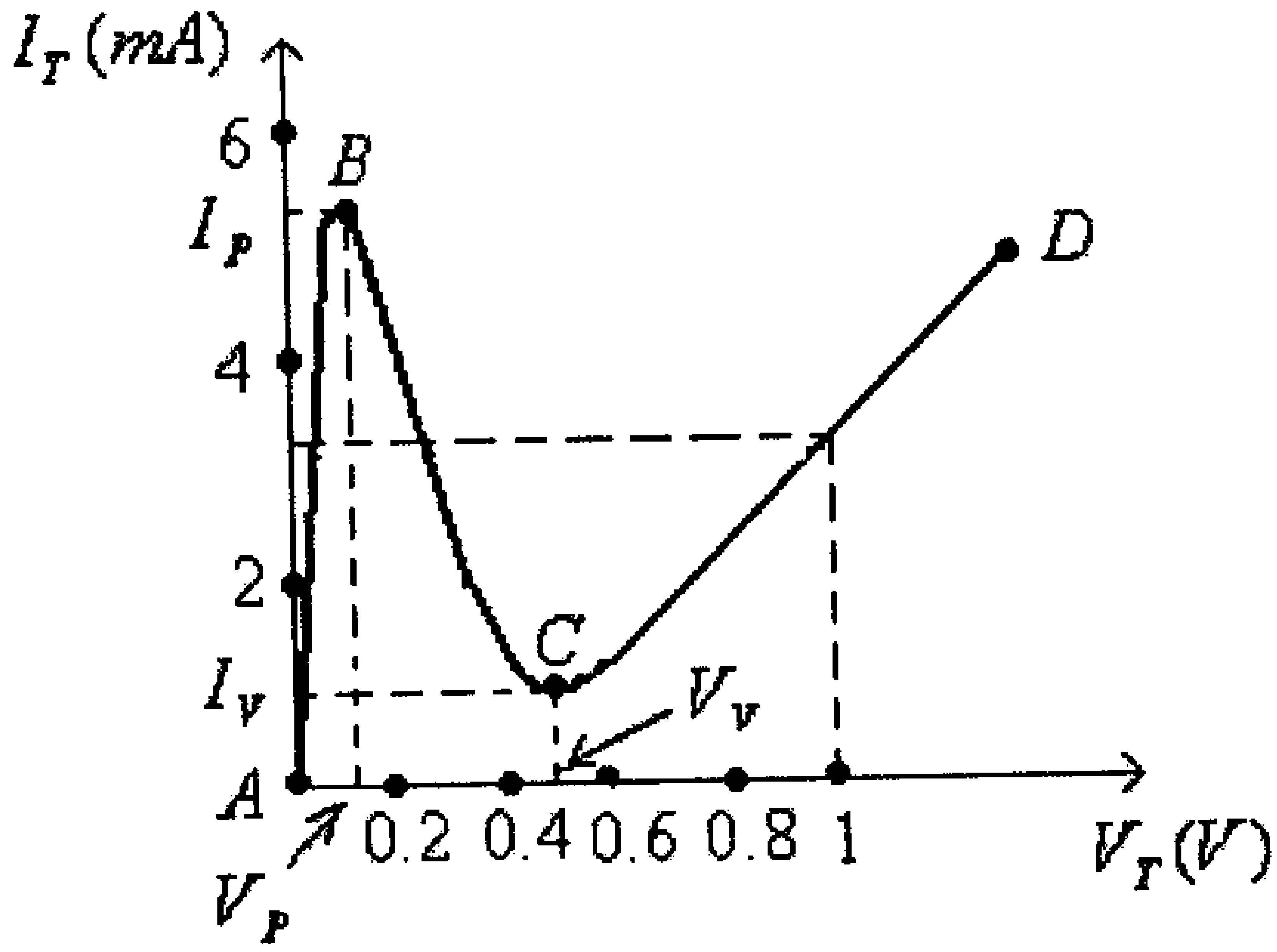
$$C_T = \frac{C.C_C}{(C_C - C)} = \frac{12.5x10^{-12}(25x10^{-12})}{25x10^{-12} - 12.5x10^{-12}} = 25x10^{-12}\,F = 25\,pF$$

ومن خاصية الـــ varicap المبينة ، نجد أن $V_R = V_{DD} = -6V$، أنظر الشكل التالي.



شكل (32)

مثال (4): للديود النفقي (tunnel diode) المبينة خاصيته في الشكل التالي، أوجد قيمة مقاومة هذا الديود في كل من أجزاء خاصيته المبينة في الشكل.



شكل (33)

الحل:

- في الجزء $A-B$ من هذه الخاصية، فإن:

$$R=\frac{\Delta V}{\Delta I}=\frac{V_P}{I_P}=\frac{0.15}{5.5x10^{-3}}=27.3\Omega$$

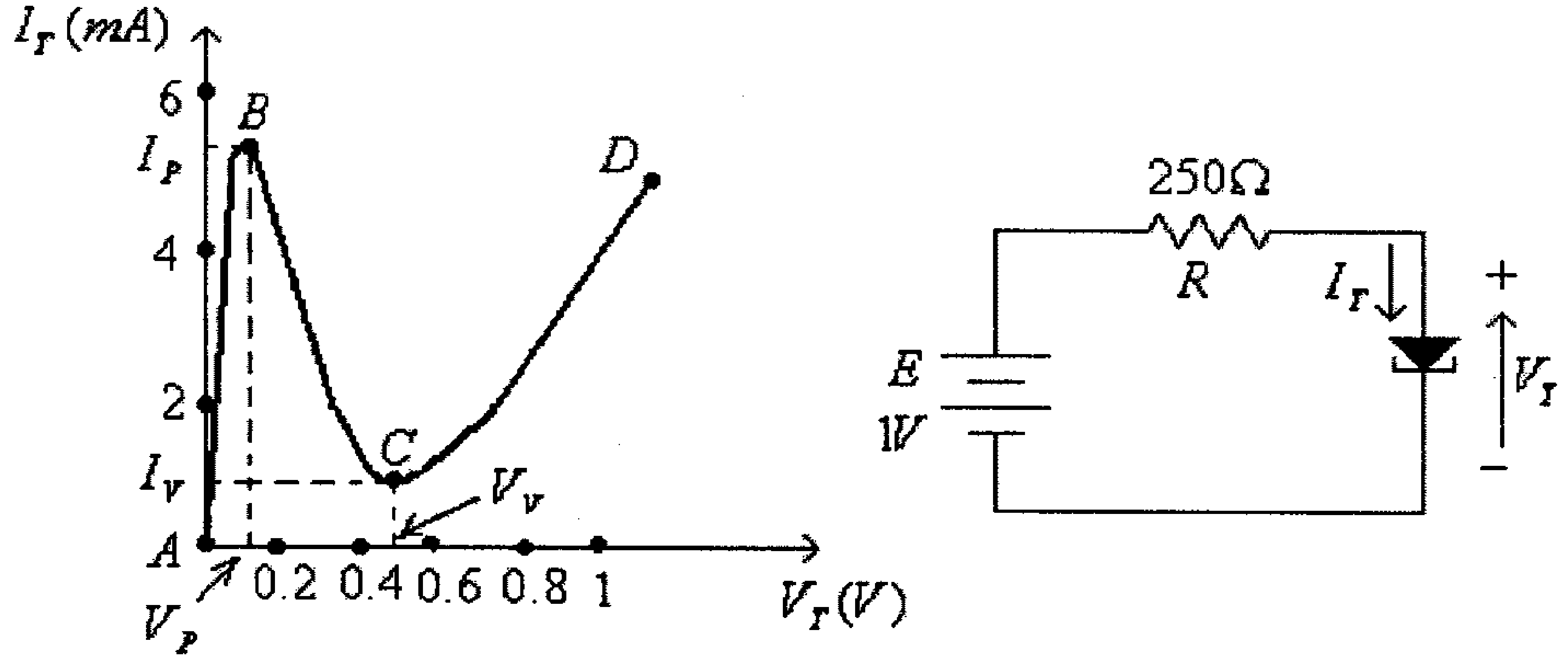
- في الجزء $B-C$ من هذه الخاصية، فإن:

$$R=\frac{\Delta V}{\Delta I}=\frac{0.5-0.15}{1x10^{-3}-5.5x10^{-3}}=-77.8\Omega$$

- في الجزء $C-D$ من هذه الخاصية، فإن:

$$R=\frac{\Delta V}{\Delta I}=\frac{1-0.5}{3x10^{-3}-1x10^{-3}}=250\Omega$$

مثال (5): للدائرة التالية ولخاصية الديود النفقي (tunnel diode) المبينة أوجد نقطتي العمل المتزنتين (stable operating points).



شكل (34)

الحل:

لهذه الدائرة:

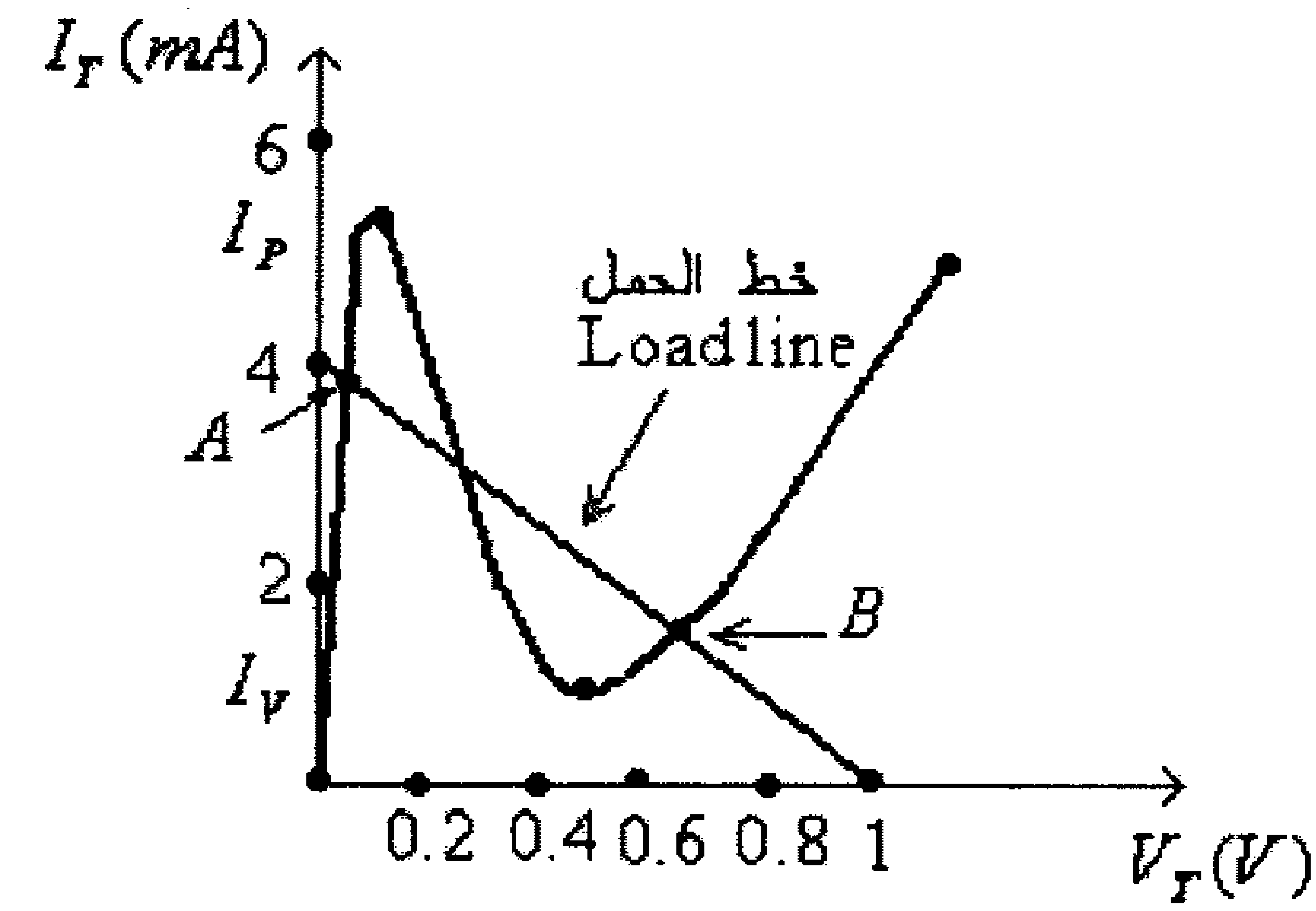
$$I_T.R + V_T = E$$

أي:

$$250I_T + V_T = 1$$

عند $I_T = 0A$ فإن $V_T = 1V$، وعند $V_T = 0V$ فإن $I_T = \frac{1}{250} = 0.004A = 4mA$.

الشكل التالي يبين نقاط تقاطع خط الحمل مع خاصية هذا الديود.



شكل (35)

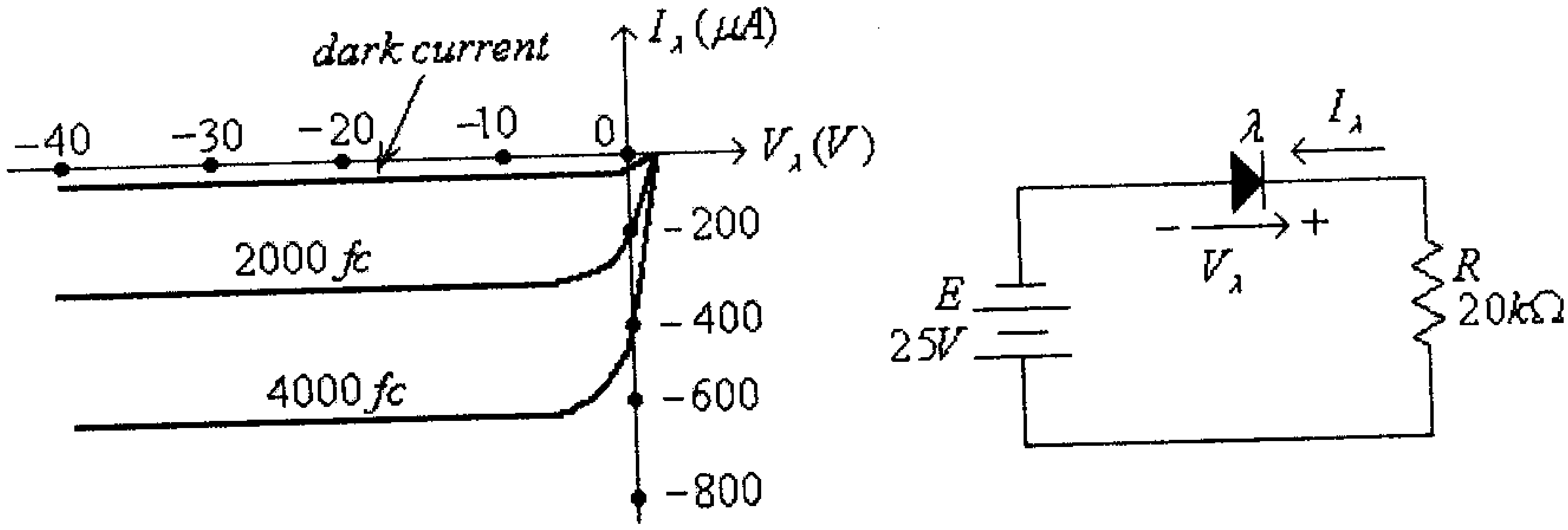
من هذا الشكل يستنتج أن نقطتي العمل المتزنتين هما النقطتين A ، وعندها:

$V_A \approx 0.1V$
$I_A \approx 3.9mA$

و B ، وعندها:

$V_B \approx 0.65V$
$I_B \approx 1.9mA$

مثال (6): للدائرة التالية، وإذا علمت أن شدة الإضاءة الساقطة على الديود الضوئي هي $4000fc$ ، أوجد قيمة كل من I_λ ، V_λ وكذلك فرق الجهد بين طرفي المقاومة R .



شكل (36)

الحل:

من خاصية الديود الضوئي المبينة في الشكل أعلاه، نجد أنه وعندما تكون شدة الإضاءة $4000fc$ فإن:

$I_\lambda = 600\mu A$

الفولطية بين طرفي المقاومة R ، هي:

$V_R = I_\lambda . R = 600x10^{-6}(20x10^3) = 12V$

وبالتالي، فإن:

$V_\lambda = E - V_R = 25 - 12 = 13V$

مثال (7): لأحد ترانزيستورات الـــ UJT، وإذا علمت أن $V_{BB} = 20V$، $\eta = 0.6$، $R_{B1} = 2k\Omega$ و $V_D = 0.7V$، أوجد قيمة كل من R_{B2} ، R_{BB} و V_P.

الحل:

من:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

نجد:

$$R_{BB} = \frac{R_{B1}}{\eta} = \frac{2000}{0.6} = 3300\Omega = 3.3k\Omega$$

ومن:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

نجد:

$$R_{B2} = R_{BB} - R_{B1} = 3300 - 2000 = 1300\Omega = 1.3k\Omega$$

ومن:

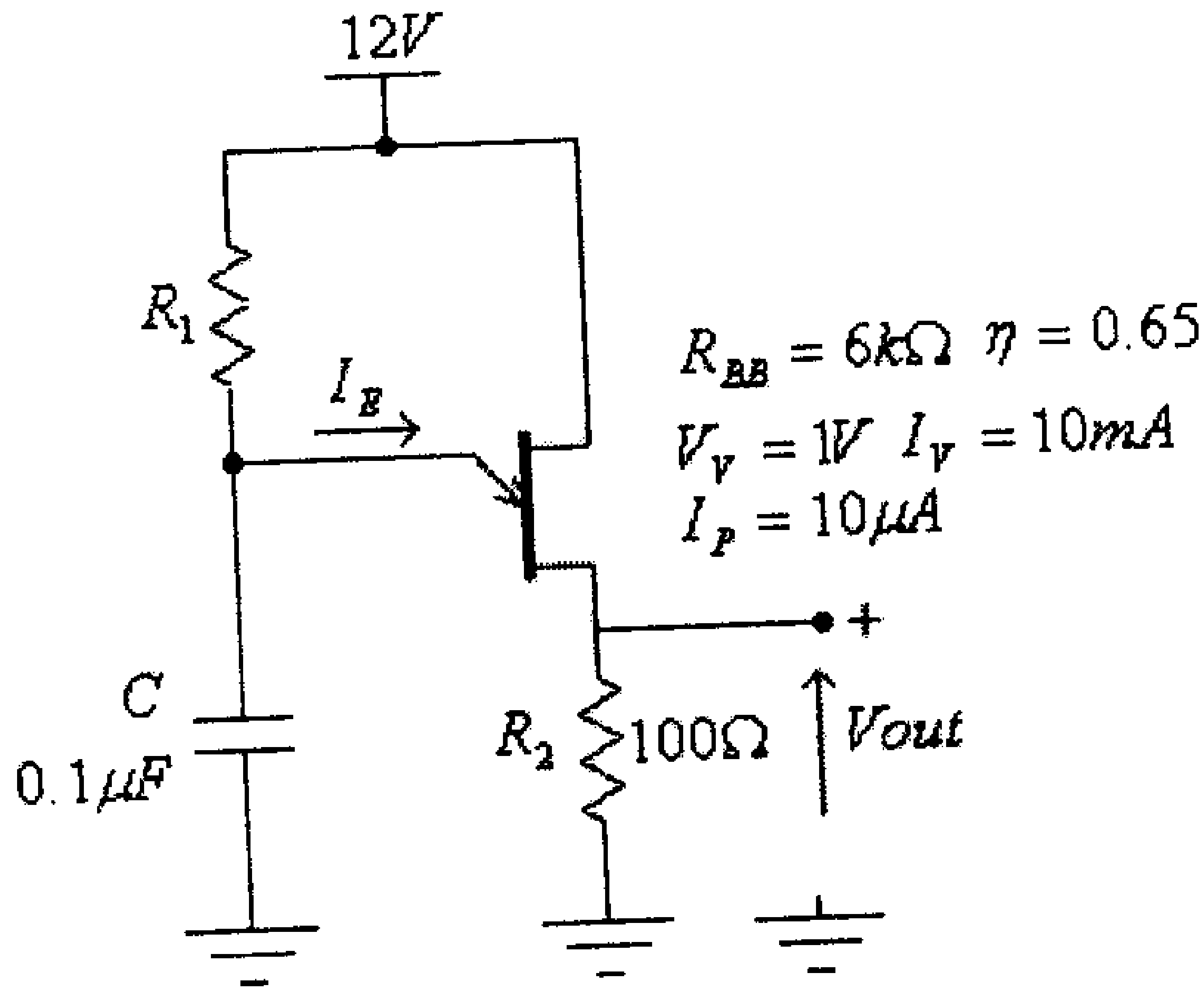
$$V_P = \eta.V_{BB} + V_D$$

نجد:

$$V_P = 0.6(20) + 0.7 = 12.7V$$

مثال (8): لدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـــ UJT المبينة، أوجد:

- قيمة كل من R_{B1} ، R_{B2} و V_P لهذا الترانزيستور.
- قيمة المقاومة R_1 المناسبة لعمل هذه الدائرة.
- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجية للدائرة (عند قيمة R_1 التي يتم إختيارها) .



شكل (37)

الحل:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{BB}}$$

ومنها:

$$R_{B1} = \eta . R_{BB} = 0.65(6000) = 3900\Omega = 3.9k\Omega$$

ومن كون أن:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2}$$

نجد:

$$R_{B2} = R_{BB} - R_{B1} = 6000 - 3900 = 2100\Omega = 2.1k\Omega$$

ومن:

$$V_P = \eta . V_{BB} + V_D$$

نجد:

$$V_P = (0.65)(12) + 0.7 = 8.5V$$

ومن:

$$\frac{V - V_V}{I_V} < R_1 < \frac{V - V_P}{I_P}$$

نجد:

$$\frac{12 - 1}{10x10^{-3}} < R_1 < \frac{12 - 8.5}{10x10^{-6}}$$

ومنها:

$$1100 < R_1 < 350000$$

نختار:

$$R_1 = 100k\Omega$$

ومن:

$$f \approx \frac{1}{R_1.C.\ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}$$

نجد:

$$f \approx \frac{1}{100x10^3(0.1x10^{-6}).\ln\left(\frac{1}{1-0.65}\right)} = 95.25Hz.$$

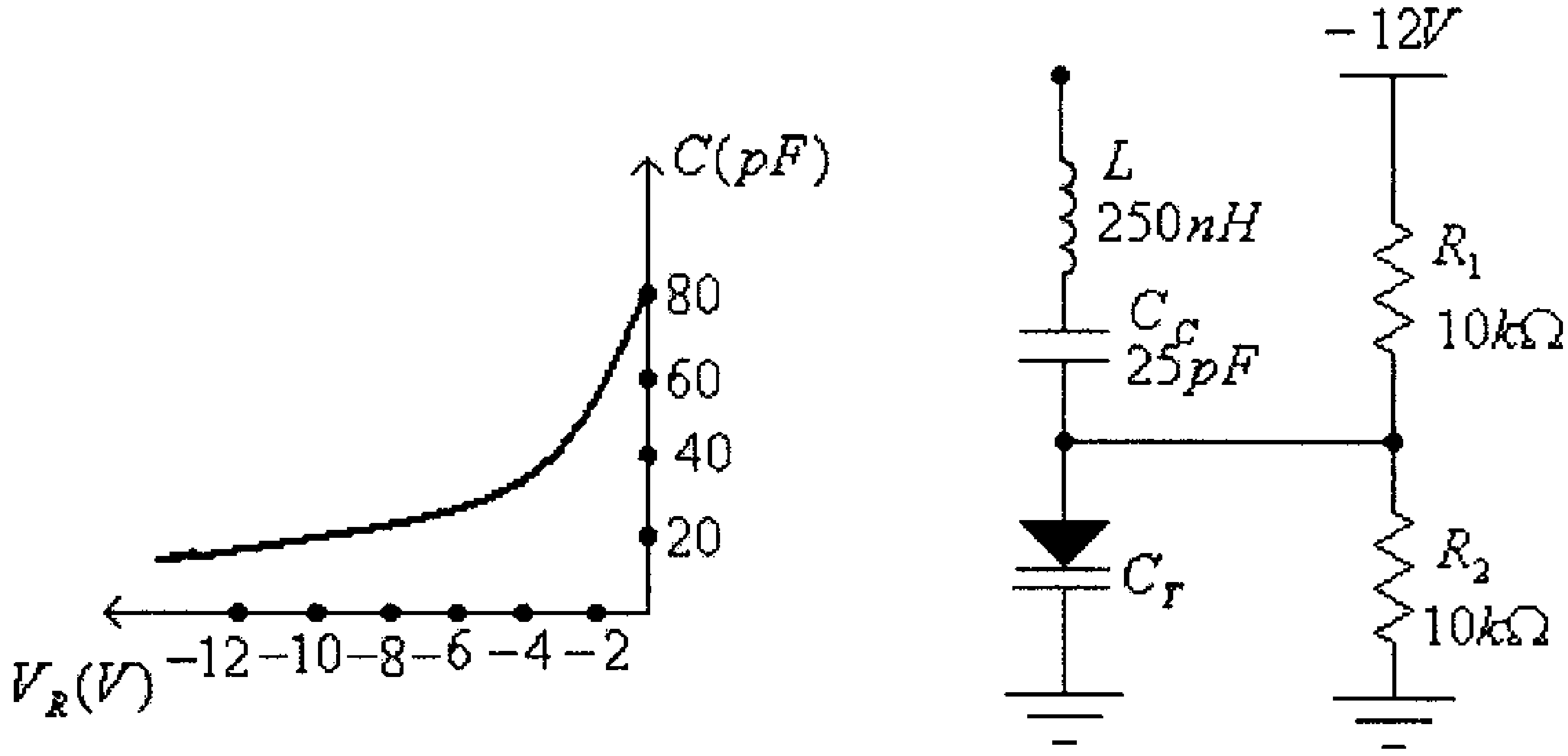
و:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{95.25} = 10.5x10^{-3}s = 10.5ms$$

7.13 تمارين

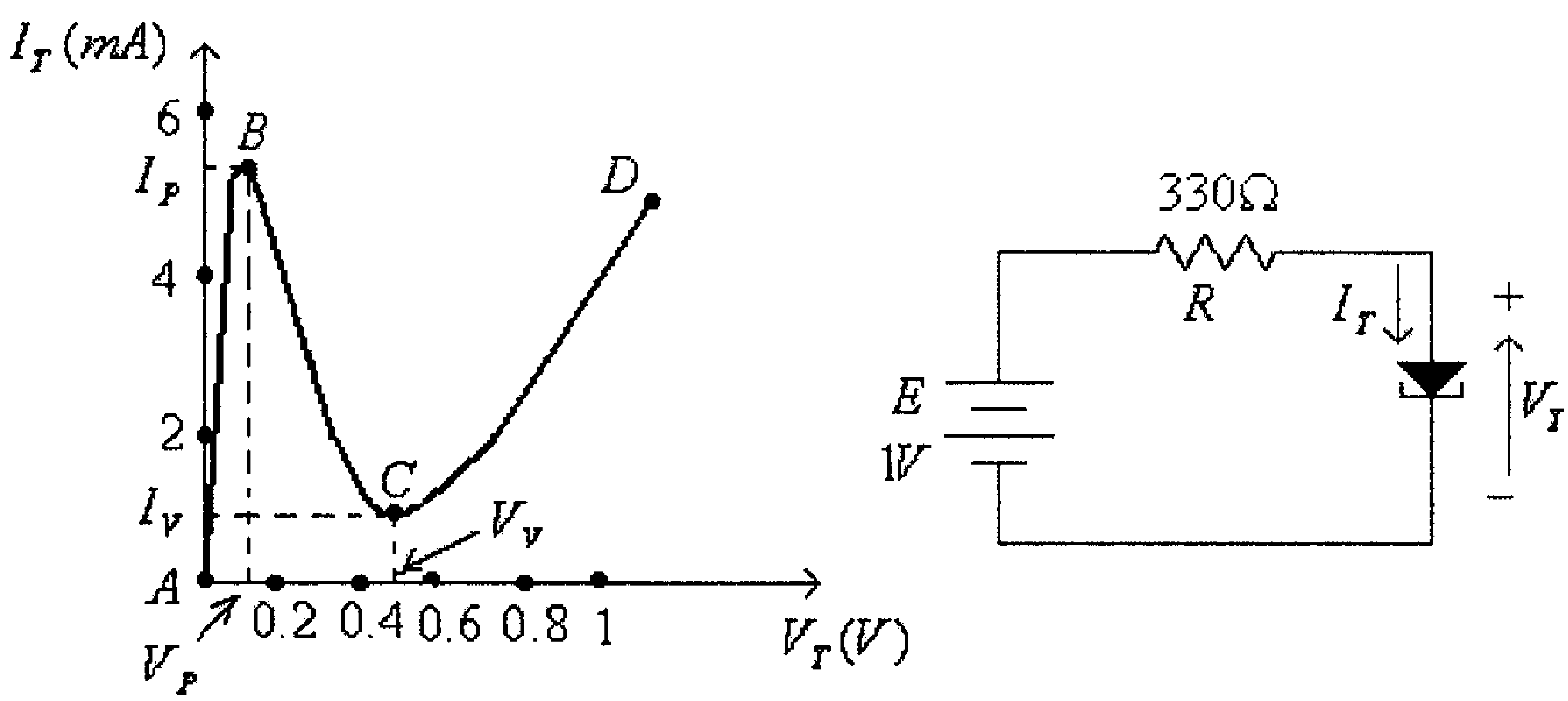
1) أوجد قيمة فرق الجهد العكسي بين طرفي الـــ varicap عندما تكون مواسعته المكافئة تساوي $25pF$، إذا علمت أن لهذا الـــ varicap: $C(0) = 70pF$ ، $V_T = 0.7V$ وقيمة المعامل n تساوي 0.5

2) للدائرة التالية ولخاصية الـــ varicap المبينة، أوجد قيمة تردد الرنين.



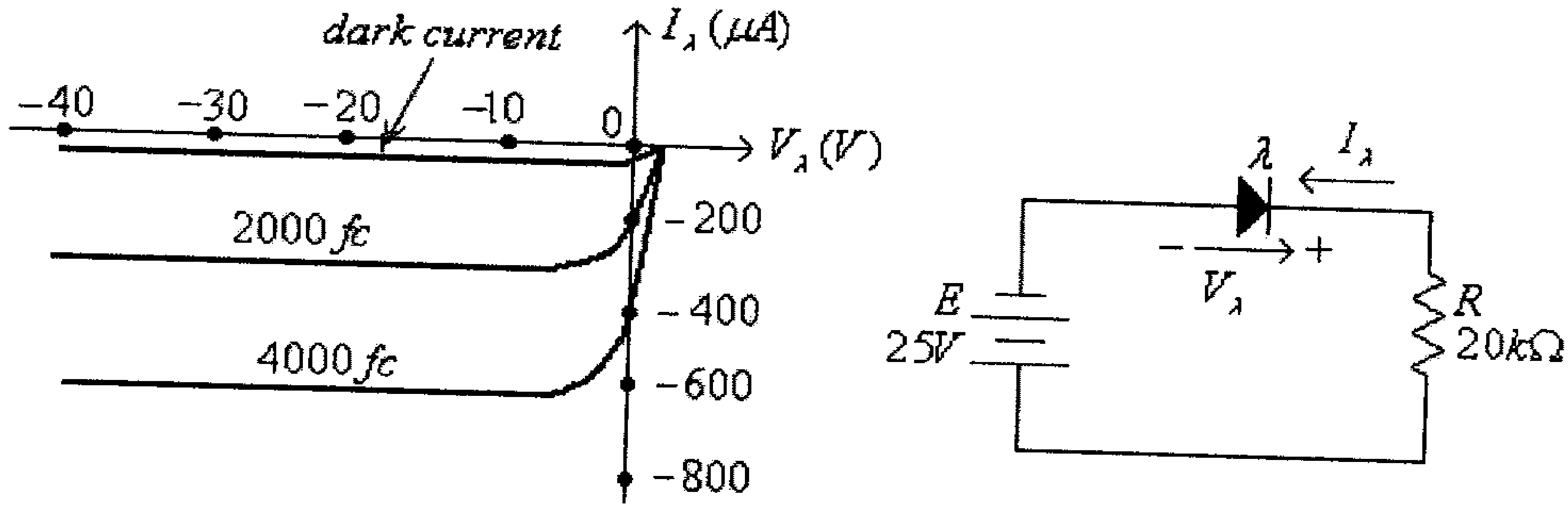
شكل (38)

3) للدائرة التالية ولخاصية الديود النفقي (tunnel diode) المبينة أوجد نقاط العمل المحتملة لهذا الديود، أي من هذه النقاط هي نقاط العمل المتزنة وأيها نقاط العمل غير المتزنة.



شكل (39)

4) للدائرة التالية ولخاصية الديود الضوئي المبينة، أوجد شدة الإضاءة الساقطة على الديود الضوئي ، إذا علمت أن فرق الجهد بين طرفي المقاومة R يساوي $12V$.

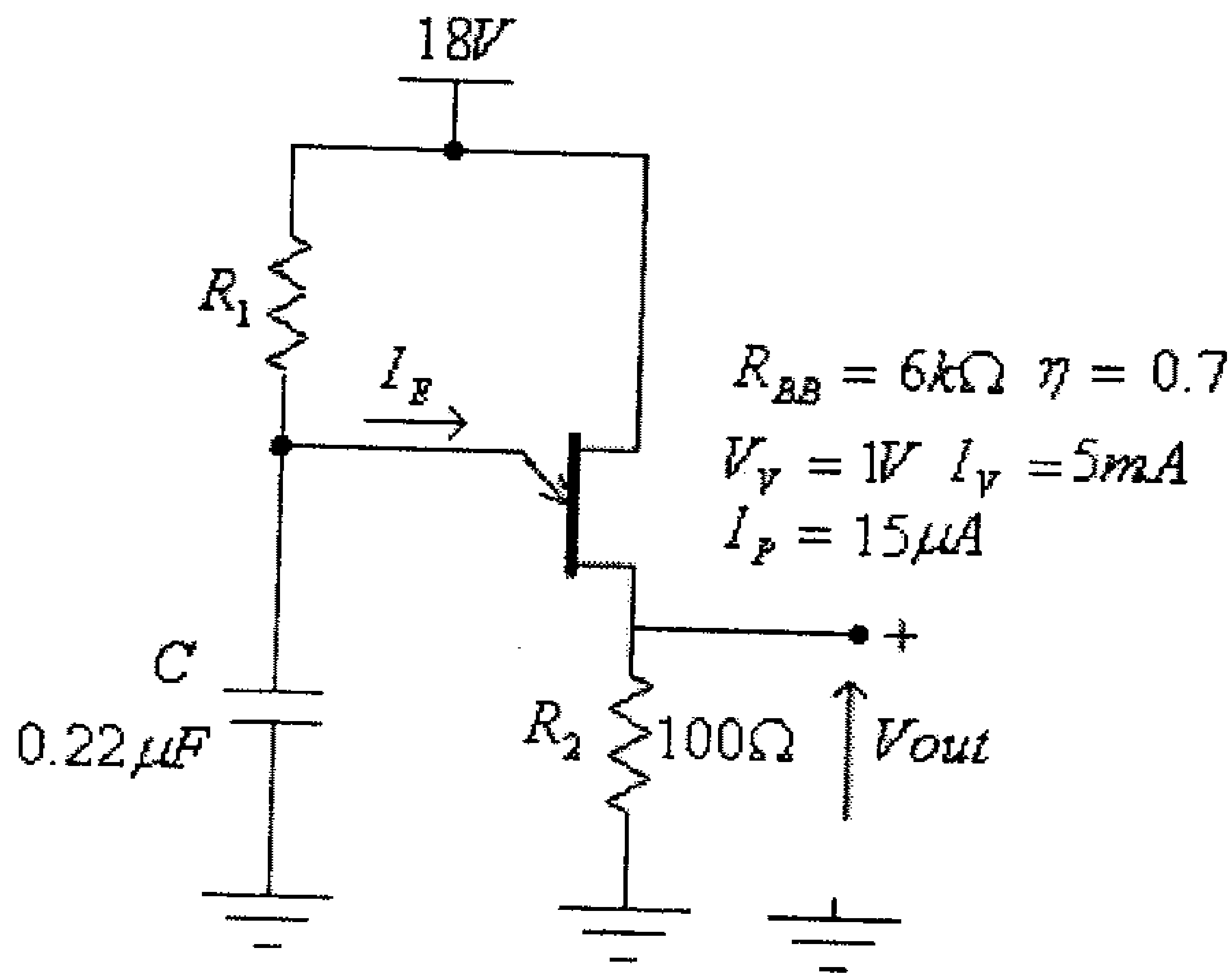


شكل (40)

5) لأحد ترانزيستورات الـــ UJT، وإذا علمت أن $V_P = 12V$، $R_{BB} = 3.3k\Omega$، $R_{B1} = 2k\Omega$ و $V_D = 0.7V$، أوجد قيمة كل من R_{B2} ، η و V_{BB}.

6) للدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـــ UJT المبينة، أوجد:

- قيمة المقاومة R_1 المناسبة لعمل هذه الدائرة.
- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجية للدائرة (عند قيمة R_1 التي يتم إختيارها) .



شكل (41)

الوحدة الثامنة

الثايريستورات

الوحدة الثامنة

الثايريستورات

8.1 مدخل

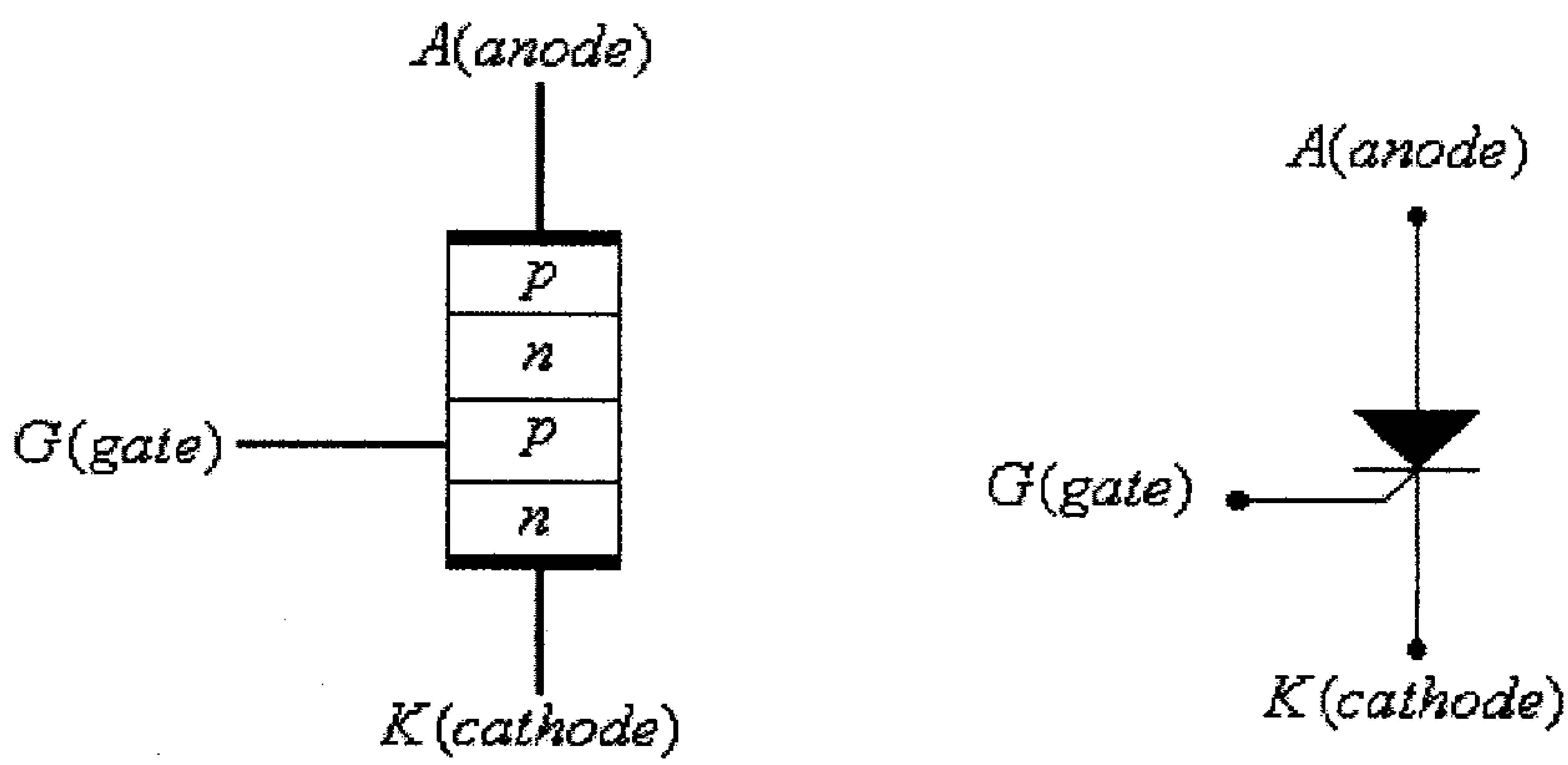
في الوحدات السابقة تناولنا مختلف أنواع الديودات والترانزيستورات من حيث تركيبها ومبدأ عملها وخواصها.

في هذه الوحدة سنتناول مجموعة أُخرى من العناصر الالكترونية، تستخدم كثيراً في دوائر القدرات العالية ودوائر التحكم، مثل الثايريستور، الترياك، الـ (Gate turn-off thyristor, *GTO*)، الدياك، ديود Shockley والترانزيستور أُحادي الوصلة المبرمج (programmable unijunction transistor, PUT).

8.2 الثايريستور (Thyristor)

يستخدم الثايريستور أو الـ (silicon controlled rectifier, SCR) كثيراً في الدوائر الكترونية ذات القدرات العالية، مثل المقومات (rectifiers)، العواكس (inverters)، منظمات الجهد (voltage regulators) وغيرها.

وعلى عكس باقي العناصر الالكترونية التي تمت دراستها سابقاً، يتكون الثايريستور من أربع طبقات (layers)، والشكل التالي يبين رمز وتركيب هذا العنصر.

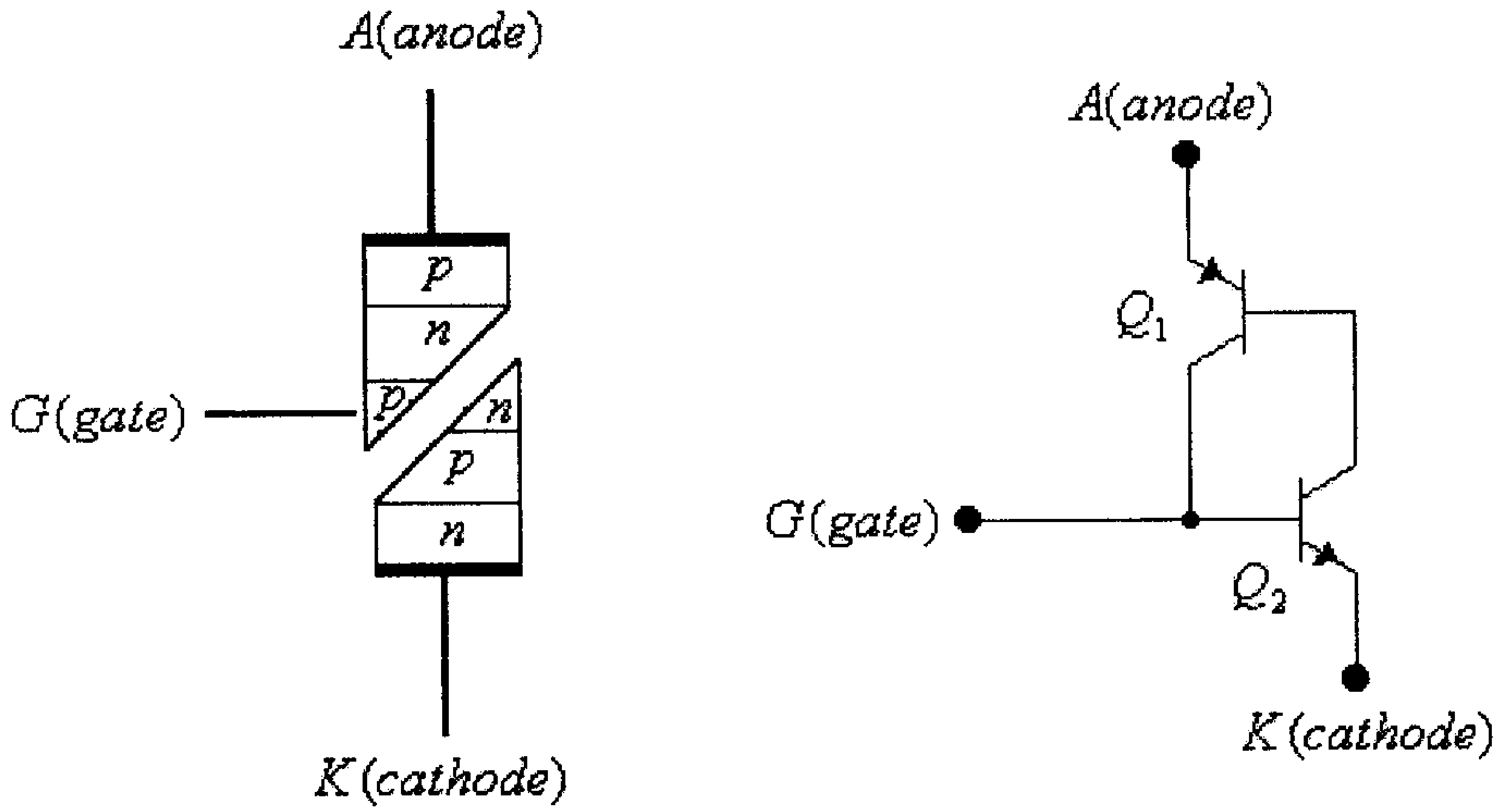


شكل (1)

صوت http://mostafamas.maktoobblog.com التوحيد

يلاحظ من هذا الشكل أن للثايريستور ثلاثة أطراف هي: المصعد (*anode*) والمهبط (*cathode*) والبوابة (*gate*).

ولفهم مبدأ عمل الثايريستور فإنه يمكن تخيله مُركباً من ترانزيستورين أحدهما من النوع *pnp* والأخر من النوع *npn*، وذلك كما هو مبين في الشكل التالي.



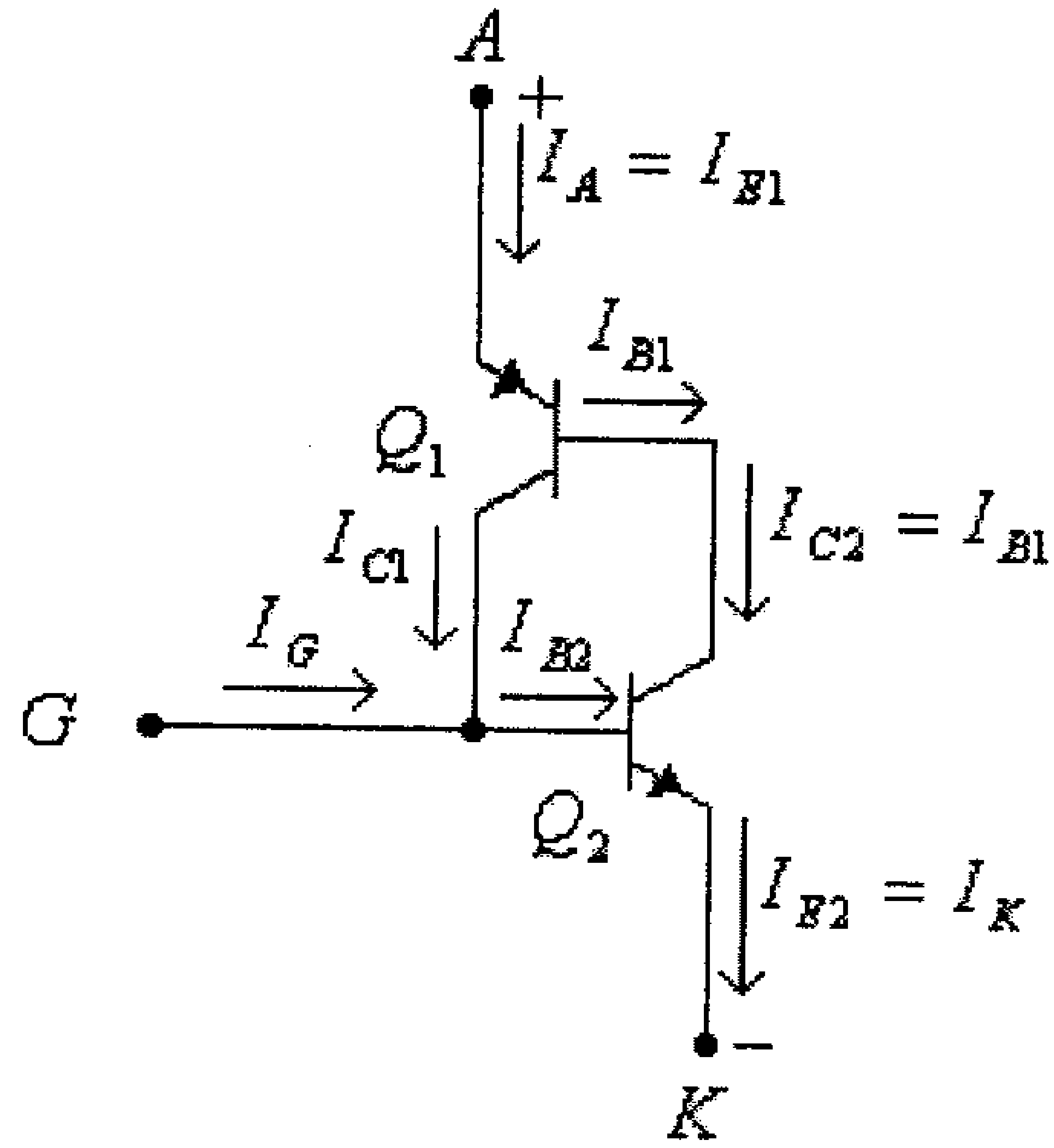
شكل (2)

وكما في حالة الديود، يكون الثايريستور في وضع إنحياز أمامي (forward bias) عندما يكون جهد المصعد (anode) أعلى من جهد المهبط (cathode). ولكن كون الثايرستور في وضع إنحياز أمامي ليس كافياً لمرور التيار خلاله، لأنه وبالرغم من أن الوصلة بين باعث (emitter) وقاعدة (base) الترانزيستور Q_1 (والتي تشبه الديود) في وضع إنحياز أمامي إلا أن الترانزيستور Q_2 في وضع off.

وعند تغذية البوابة G، والتي هي بنفس الوقت قاعدة للترانزيستور Q_2، بالتيار I_G يصبح هذا الترانزيستور بوضع on مما يسمح لتيار القاعدة للترانزيستور Q_1 (والذي هو بنفس الوقت تيار المُجمِّع للترانزيستور Q_2) بالمرور ويصبح الترانزيستور Q_1 بوضع on. ولكون الترانزيستور Q_1 أصبح بوضع on فإن تيار القاعدة للترانزيستور Q_2 سيزداد مما يؤدي الى زيادة تيار المُجمِّع له (أي زيادة تيار القاعدة للترانزيستور Q_1) والذي بدوره يزيد تيار المُجمِّع للترانزيستور

Q_1، وهكذا حتي يصل الترانزيستوران Q_1 و Q_2 الى حالة الإشباع، ويصبح الثايرستور في وضع on.

(أنظر الشكل التالي).



شكل (3)

ويجب الملاحظة أنه حتى وعندما يصبح تيار البوابة I_G مساوياً للصفر فإن الثايريستور سيبقى بوضع on لأن الترانزيستورين Q_1 و Q_2 سيبقيان بحالة إشباع، وذلك لأن كون الترانزيستور Q_1 في وضع on سيؤمن مرور تيار القاعدة للترانزيستور Q_2 وكون الترانزيستور Q_2 في وضع on سيؤمن مرور تيار القاعدة للترانزيستور Q_1.

مما سبق نستنتج أن الشروط اللازمة لجعل الثايريستور في وضع on، هي:

- أن يكون الثايريستور في حالة إنحياز أمامي، أي أن جهد المصعد (anode) أعلى من جهد المهبط (cathode).
- إعطاء نبضة (pulse) للبوابة وذلك لتأمين مرور تيار البوابة I_G.
- أن تكون النبضة التي تعطى للقاعدة بعرض كافي وذلك ليتمكن الثايريستور من البقاء بوضع on حتى عندما يصبح تيار البوابة يساوي الصفر. وتسمى أقل قيمة لتيار المصعد I_A الذي يستطيع الثايريستور عنده البقاء بوضع on حتى بعد زوال نبضة البوابة بـــ latching current.

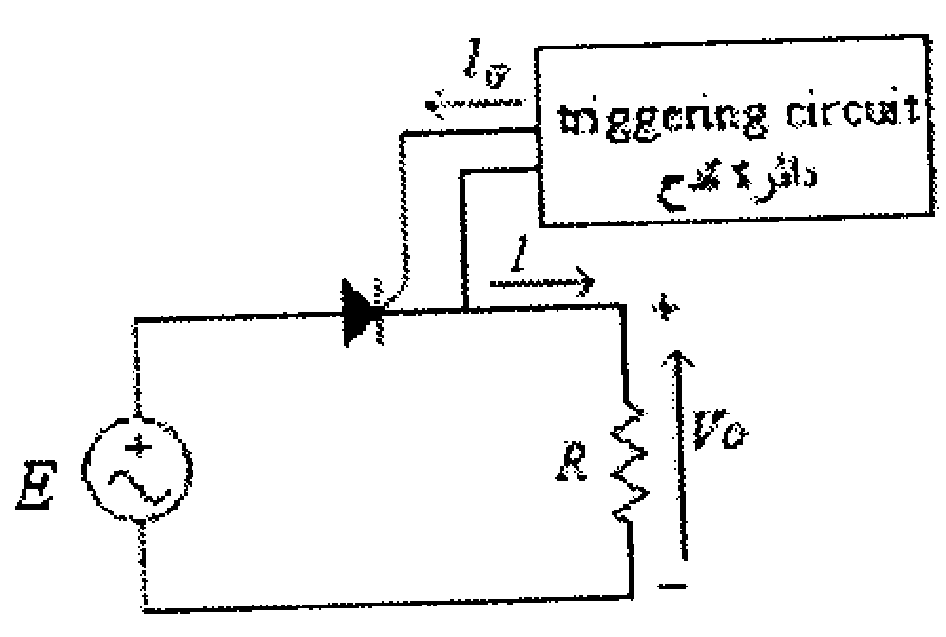
يستنتج مما سبق أن الثايريستور سيبقى في وضع on حتى بعد زوال تيار البوابة I_G،
وحتى يصبح الثايريستور في وضع off فلا بد من:

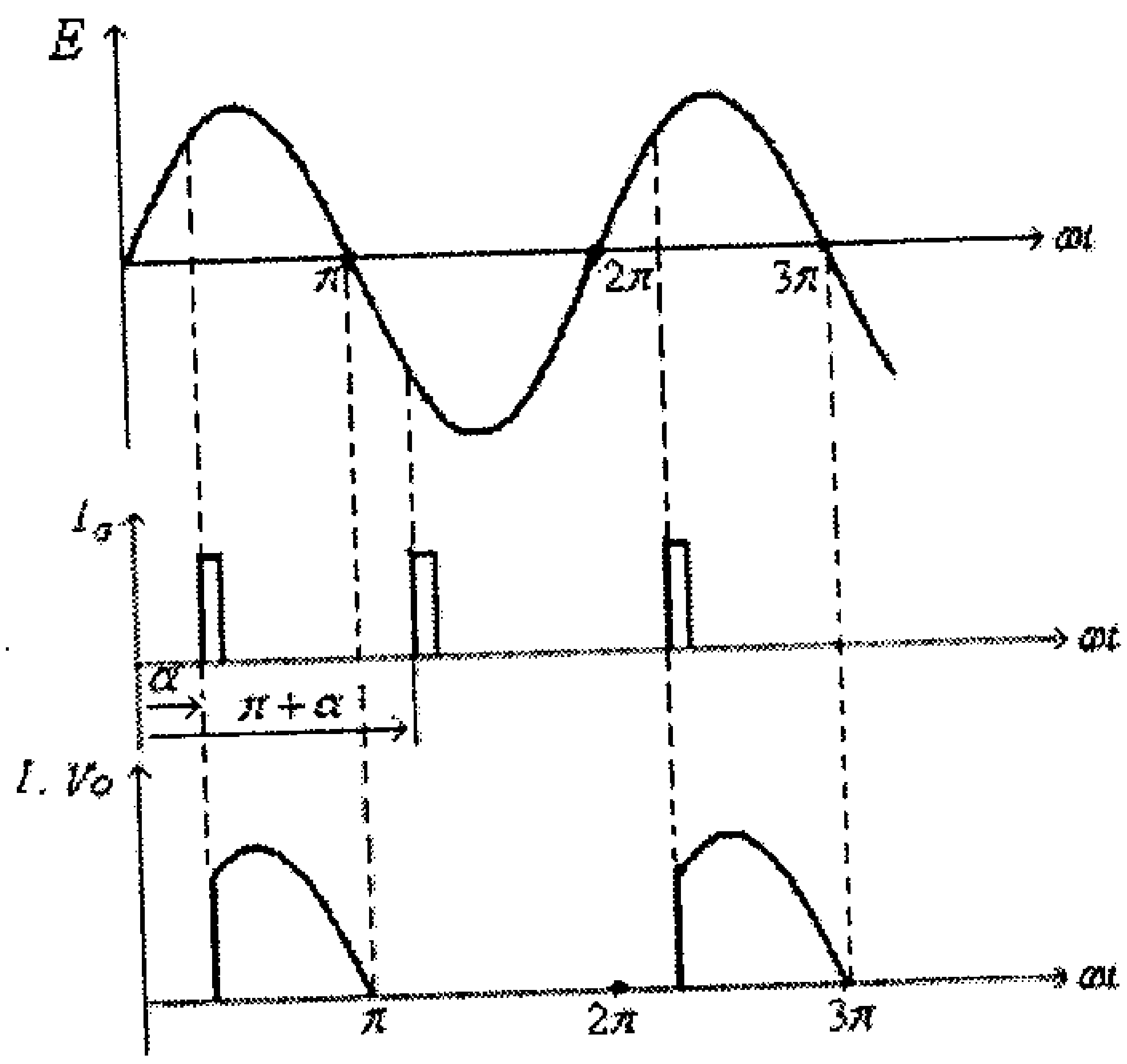
- جعل التيار المار خلاله أقل من قيمة معينة تسمى holding current.
- أو أن يصبح الثايريستور بوضع إنحياز عكسي.

في دوائر التيار المتناوب ، ولكون التيار في الدائرة يمر بالصفر بشكل طبيعي كل نصف موجة، فإن الثايريستور سيصبح بوضع off عند ذلك. وتسمى طريقة إطفاء الثايريستور بهذه الطريقة (natural commutation).

في دوائر التيار المستمر، ولكون التيار في هذه الدوائر لا يمر بالصفر بشكل طبيعي فلا بد من جعل تيار الثايريستور أقل من الـــ holding current، أو جعل إنحيازه سالباً وبشكل إجباري، وتسمى طريقة إطفاء الثايريستور بهذه الطريقة (forced commutation).

ففي دائرة التيار المتناوب التالية والتي يستخدم فيها الثايريستور لتقويم التيار فإن قيمة التيار المار في الثايريستور تصبح صفراً عند $\omega t = \pi$ والثايريستور سيصبح في وضع off في هذه اللحظة، ولابد من نبضة أخرى عندما يكون الثايريستور بحالة إنحياز أمامي لجعله بوضع on مرةً أخرى.



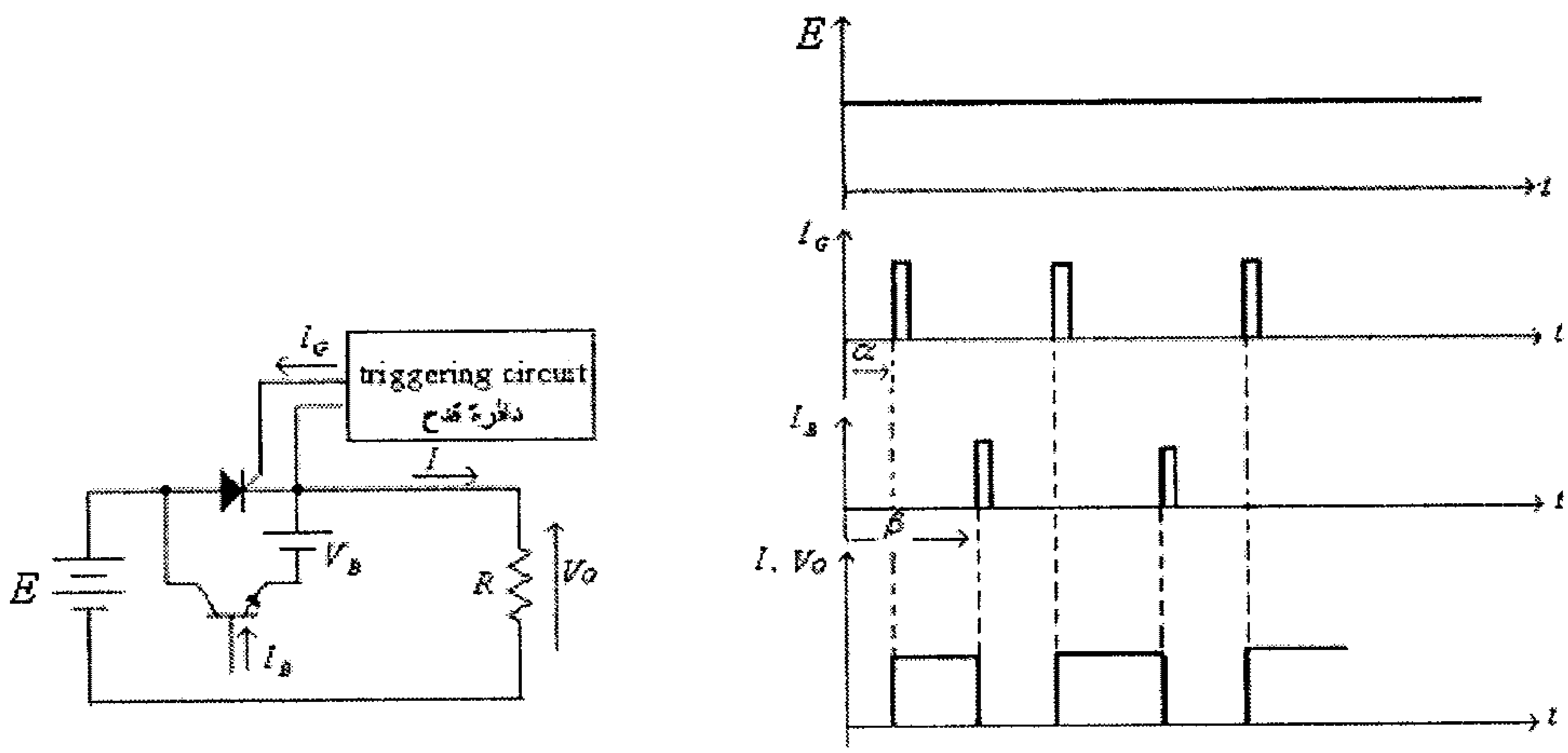


شكل (4)

في هذا الشكل لاحظ مايلي:

- في الفترة من $\omega t = 0$ الى $\omega t = \alpha$، فبالرغم من أن الثايريستور في حالة إنحياز أمامي إلا أنه يبقى في وضع off، وذلك لعدم ظهور نبضة لقدحه حتى هذه اللحظة.
- عند $\omega t = \alpha$ تعطى نبضة القدح للثايريستور، ولكونه في حالة إنحياز أمامي، لذا يصبح الثايريستور في وضع on ويستمر هكذا حتى $\omega t = \pi$، بالرغم من إنتهاء نبضة القدح.
- عند $\omega t = \pi$ يصبح الثايريستور في وضع off لأن التيار المار خلاله يصبح صفراً .
- بالرغم من إعطاء الثايريستور نبضة قدح عند $\omega t = \pi + \alpha$، إلا أن الثايريستور لا يصبح بوضع on لأنه بحالة إنحياز عكسي.
- الزاوية $\omega t = \alpha$ والتي تُعطى عندها نبضة قدح للثايريستور تسمى زاوية القدح (firing angle).

في دائرة التيار المستمر التالية ولكون التيار لا يمر بالصفر بشكل طبيعي فلا بد من إطفاء الثايريستور بشكل إجباري (forced commutation).



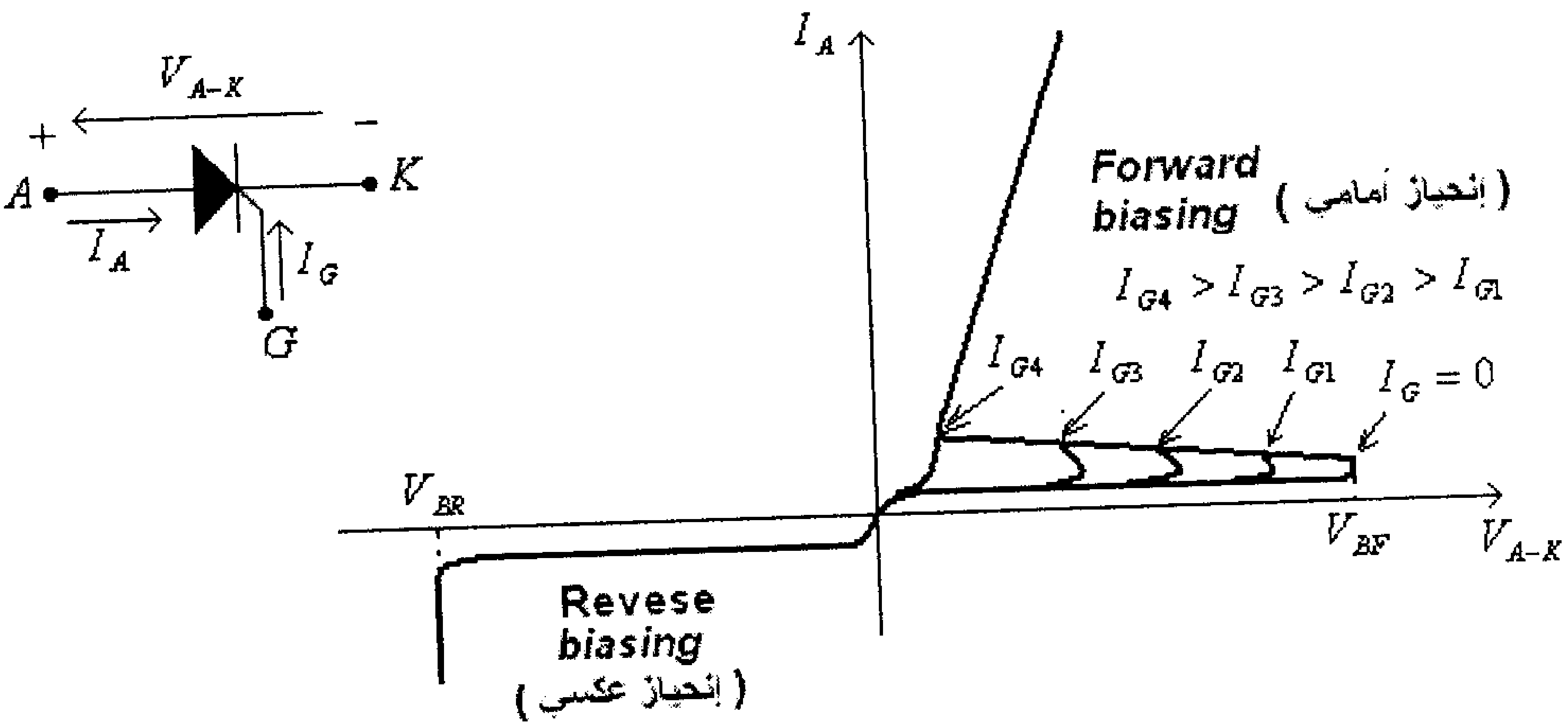
شكل (5)

في هذا الشكل، لاحظ أنه:

- في الفترة من $t = 0$ الى $t = \alpha$، فبالرغم من أن الثايريستور في حالة إنحياز أمامي إلا أنه يبقى في وضع off، وذلك لعدم ظهور نبضة القدح حتى هذه اللحظة.
- عند $t = \alpha$ تعطى نبضة القدح للثايريستور، ولكون الثايريستور في حالة إنحياز أمامي، لذا يصبح في وضع on.
- عند $t = \beta$ يعطى تيار القاعدة، I_B، للترانزيستور ويصبح هذا الترانزيستور في وضع on وتقع بين طرفي الثايريستور فولطية المصدر V_B، لذا ولأن الثايريستور يصبح في حالة إنحياز عكسي، فهو يتحول الى وضع off ويستمر بهذا الوضع حتى ظهور نبضة قدح جديدة.

8.3 خواص الثايريستور

العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الثايريستور V_{A-K} والتيار المار فيه I_A، عند قيم مختلفة لتيار البوابة I_G، مبينة في الشكل التالي.



شكل (6)

يلاحظ من هذا الشكل أنه:

- عندما يكون الثايريستور في وضع إنحياز أمامي وتيار البوابة يساوي الصفر، يكون الثايريستور في وضع off ويمر به تيار قليل جداً هو تيار التسرب الأمامي (forward leakage current)، كل هذا ما دام فرق الجهد بين طرفي الثاتريستور أقل

من قيمة V_{BF} والتي تسمى (forward breakdown voltage)، أي جهد الإنهيار الأمامي.

- عند بلوغ فرق الجهد بين طرفي الثايريستور قيمة V_{BF} يصبح الثايريستور في وضع on بالرغم من كون تيار البوابة I_G يساوي الصفر.
- عند إعطاء تيار لبوابة الثايريستور بقيمة معينة، مثل I_{G1}، فإن الثايريستور يصبح بوضع on عند قيم لفرق الجهد بين طرفيه أقل من القيمة V_{BF}.
- كلما زادت قيمة تيار البوابة I_G كلما قلّت قيمة فرق الجهد الذي يصبح عنده الثايريستور بوضع on.
- عند قيمة معينة لتيار البوابة، مثل I_{G4}، فإن الثايريستور يصبح بوضع on حتى عند قيم قليلة لفولطية الإنحياز الأمامي (وتصبح خاصية الثايريستور شبيهة بتلك التي للديود).
- عندما يكون الثايريستور في وضع إنحياز عكسي يكون الثايريستور في وضع off ويمر به تيار قليل جداً هو تيار التسرب العكسي (reverse leakage current).
- عند بلوغ فرق الجهد العكسي بين طرفي الثايريستور قيمة V_{BR} (reverse breakdown voltage) ينهار الثايريستور ويزداد فيه التيار بشكل كبير.

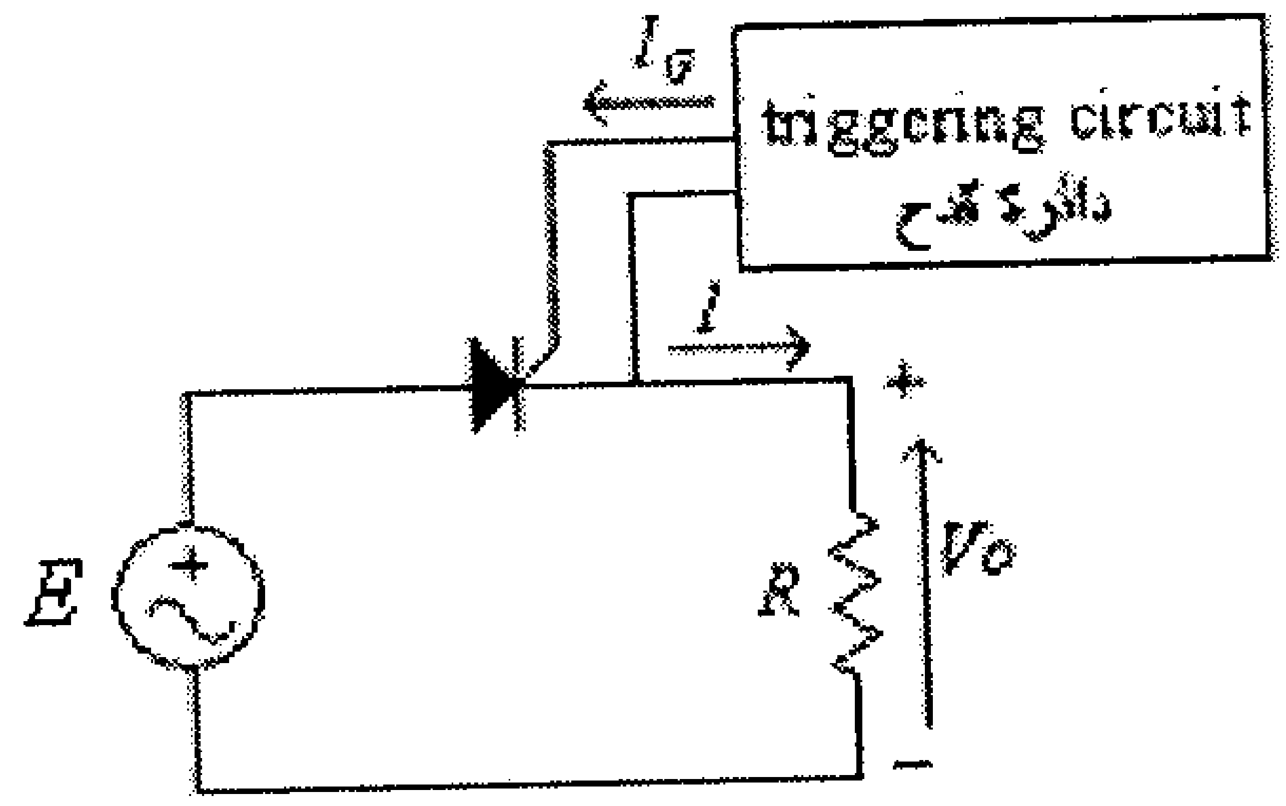
ومما يجب ذكره أنه وعند عمل الثايريستور في دائرة معينة يجب مراعاة عدم بلوغ فرق الجهد بين طرفي الثايريستور أي من القيمتين V_{BF} و V_{BR}، وذلك ليتم التحكم به عن طريق تيار البوابة فقط.

8.4 تطبيقات الثايريستور.

يستخدم الثايريستور كثيراً في الدوائر الالكترونية وخاصة تلك ذات القدرات العالية، وفيما يلي بعض الأمثلة على إستخدامات الثايريستور.

- **مقوم نصف موجة محكوم (half-wave controlled rectifier).**

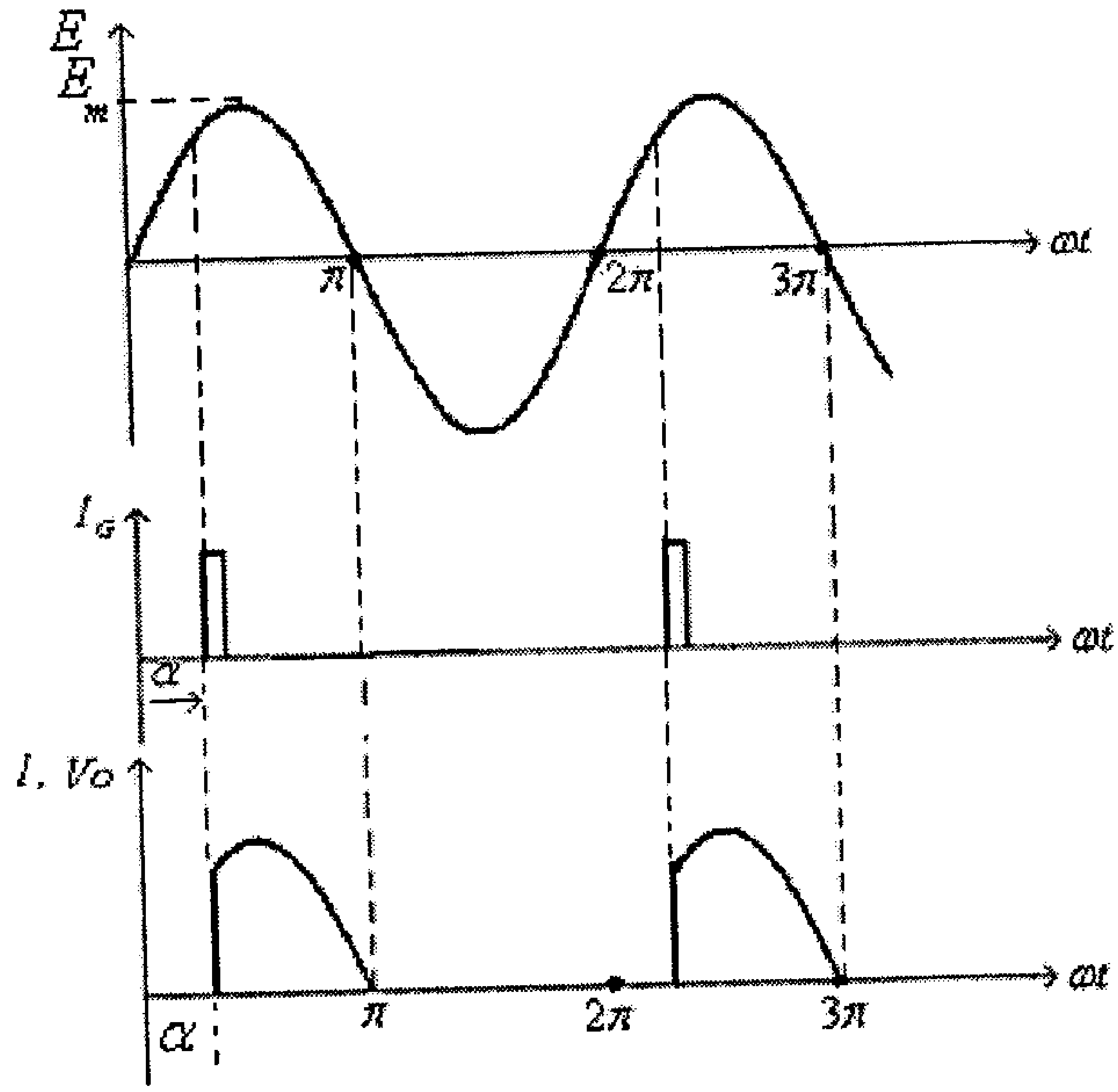
الشكل التالي يبين دائرة هذا المقوم.



شكل (7)

لاحـــظ أن هذه الدائـــرة شبـــيهة بدائـــرة مقـــوم نصـــف المـــوجة غيـــر المحـــكوم (half-wave uncontrolled rectifier) والتي يستخدم فيها الديود بدلاً من الثايريستور.

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار البوابة والتيار والفولطية المخرجية.



شكل (8)

لاحظ من هذا الشكل أن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{2\pi} E(\omega t)d\omega t = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E(\omega t)d\omega t = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E_m.\sin(\omega t)d\omega t = \frac{E_m}{2\pi}[1+\cos(\alpha)]$$

لاحظ من هذه المعادلة أنه:

- يمكن تغيير القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية بتغير زاوية القدح للثايريستور (α).
- عند $\alpha = 0$ تكون القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{E_m}{2\pi}\left[1+\cos(0)\right] = \frac{E_m}{\pi} = 0.318E_m$$

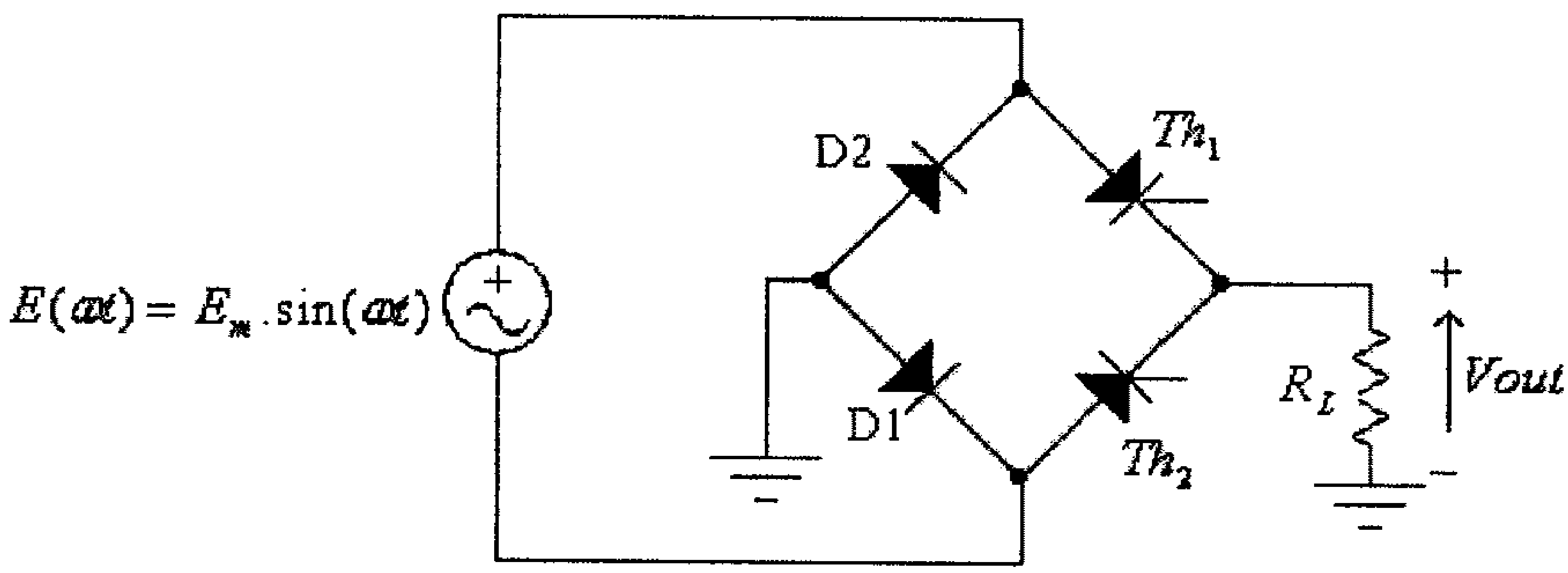
أي شبيهة بتلك القيمة التي تم إيجادها (في الوحدة الثانية من هذا الكتاب) للمقوم الذي يستخدم الديود.

- عند $\alpha = \pi$ تكون القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{E_m}{2\pi}\left[1+\cos(\pi)\right] = 0V$$

- **مقوم موجة كاملة محكوم (full-wave controlled rectifier).**

الشكل التالي يبين دائرة هذا المقوم.

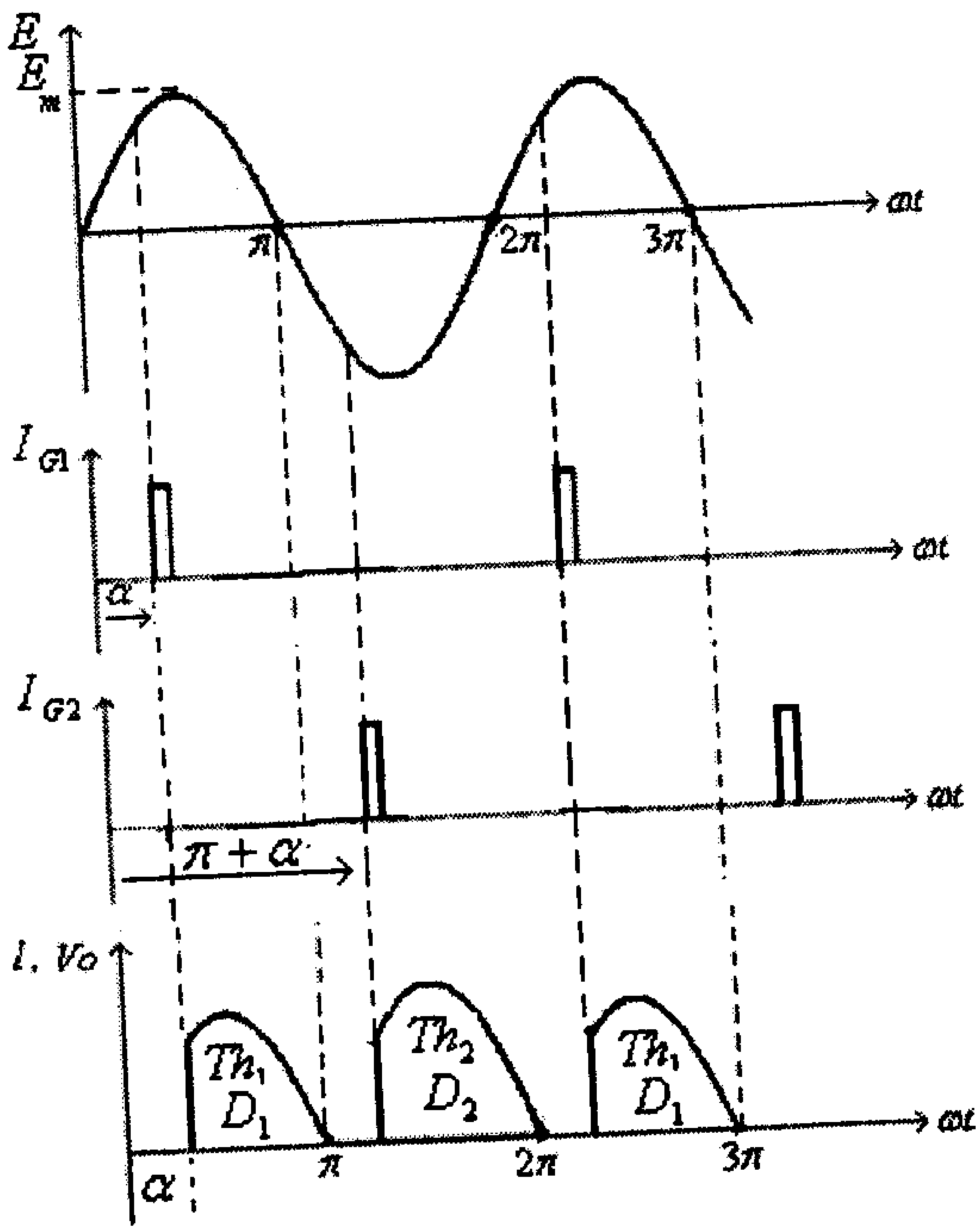


شكل (9)

لاحظ أن هذه الدائرة شبيهة بدائرة مقوم الموجة الكاملة غير المحكوم (full-wave uncontrolled rectifier) بعد أن تم إستبدال إثنين من ديوداتها بثايريستورين.

في الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الثايريستور Th_1، عند زاوية α، يمر التيار من خلال الثايريستور Th_1 والديود D_1، وفي الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الثايريستور Th_2، عند زاوية $\pi + \alpha$، يمر التيار من خلال الثايريستور Th_2 والديود D_2.

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار البوابة لكل من الثايريستورين والتيار والفولطية المخرجية.



شكل (10)

لاحظ من هذا الشكل أن القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E(\omega t)d\omega t = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} E_m.\sin(\omega t)d\omega t = \frac{E_m}{\pi}[1+\cos(\alpha)]$$

لاحظ من هذه المعادلة أنه:

- يمكن تغيير القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية بتغير زاوية القدح للثايريستور (α).
- عند $\alpha = 0$ تكون القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{E_m}{\pi}[1+\cos(0)] = \frac{E_m}{\pi} = 0.636E_m$$

أي شبيهة بتلك القيمة التي تم إيجادها (في الوحدة الثانية من هذا الكتاب) لمقوم الموجة الكاملة والذي يستخدم الديودات.

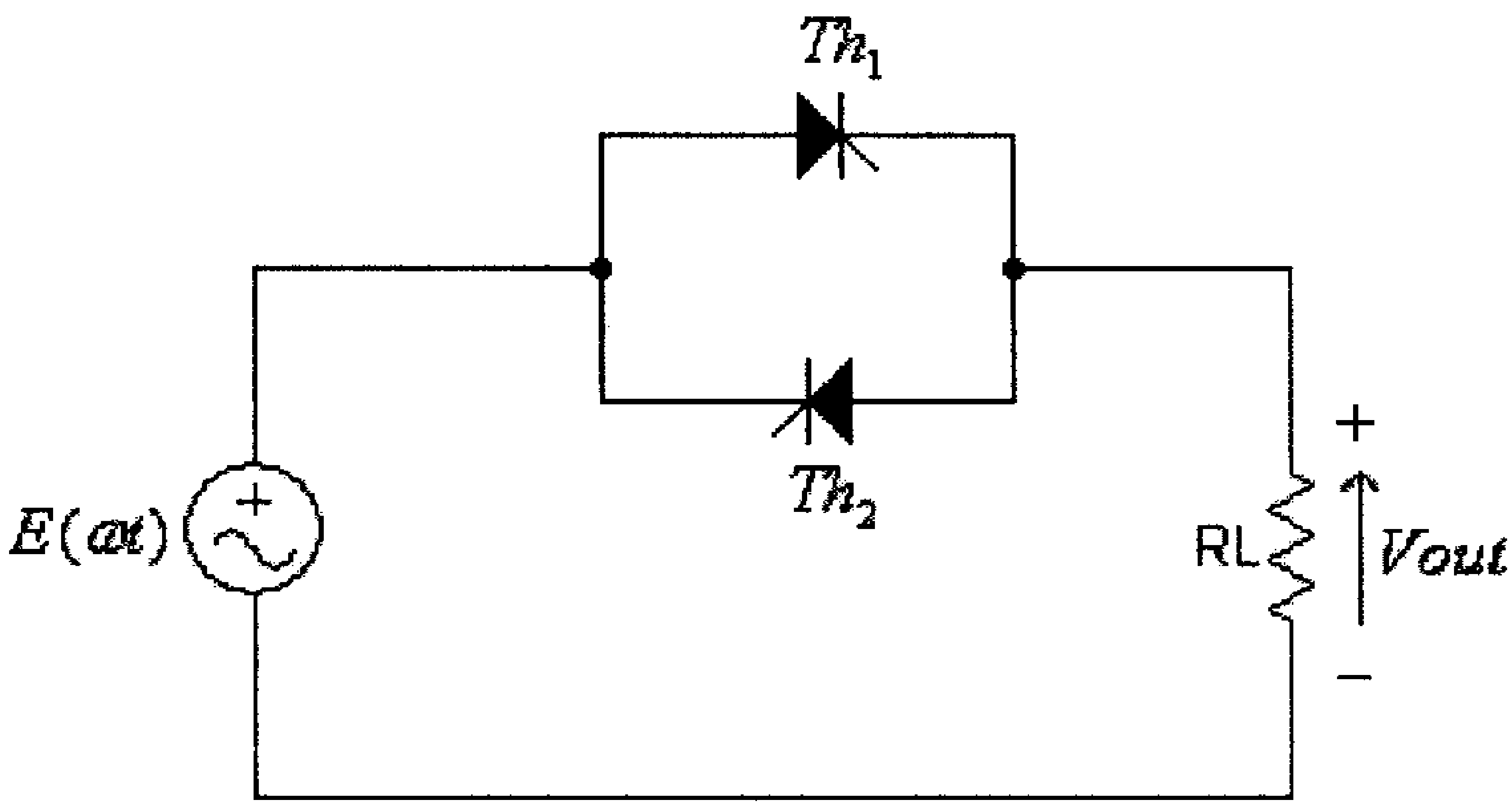
– عند $\alpha = \pi$ تكون القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية هي:

$$V_{av} = \frac{E_m}{2\pi}\left[1 + \cos(\pi)\right] = 0V$$

– منظم جهد للتيار المتناوب (AC voltage regulator)

وكما تم إستخدام الثايريستور للتحكم بالقيمة المتوسطة للفولطية المخرجية للمقوم، يمكن إستخدام الثايرستور أيضاً للتحكم بالقيمة الفعّالة للفولطية المخرجية لمنظم جهد.

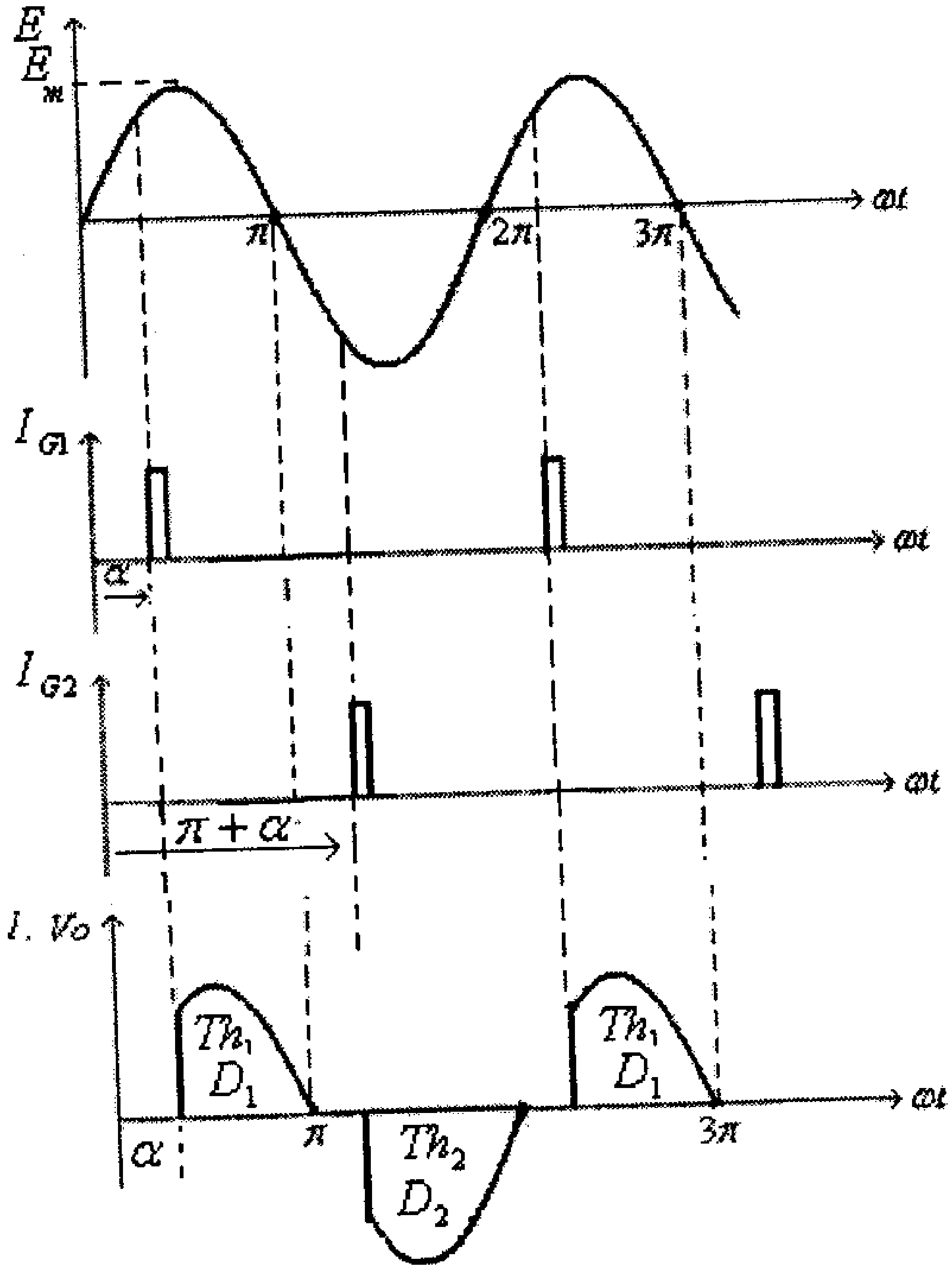
الشكل التالي يبين دائرة منظم جهد للتيار المتناوب.



شكل (11)

في هذه الدائرة، وفي الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الثايريستور Th_1 عند زاوية α، يمر تيار الحمل من خلاله. أما في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الثايريستور Th_2 عند زاوية $\pi + \alpha$، فيمر التيار من خلاله.

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار البوابة لكل من الثايريستورين والتيار والفولطية المخرجيه.

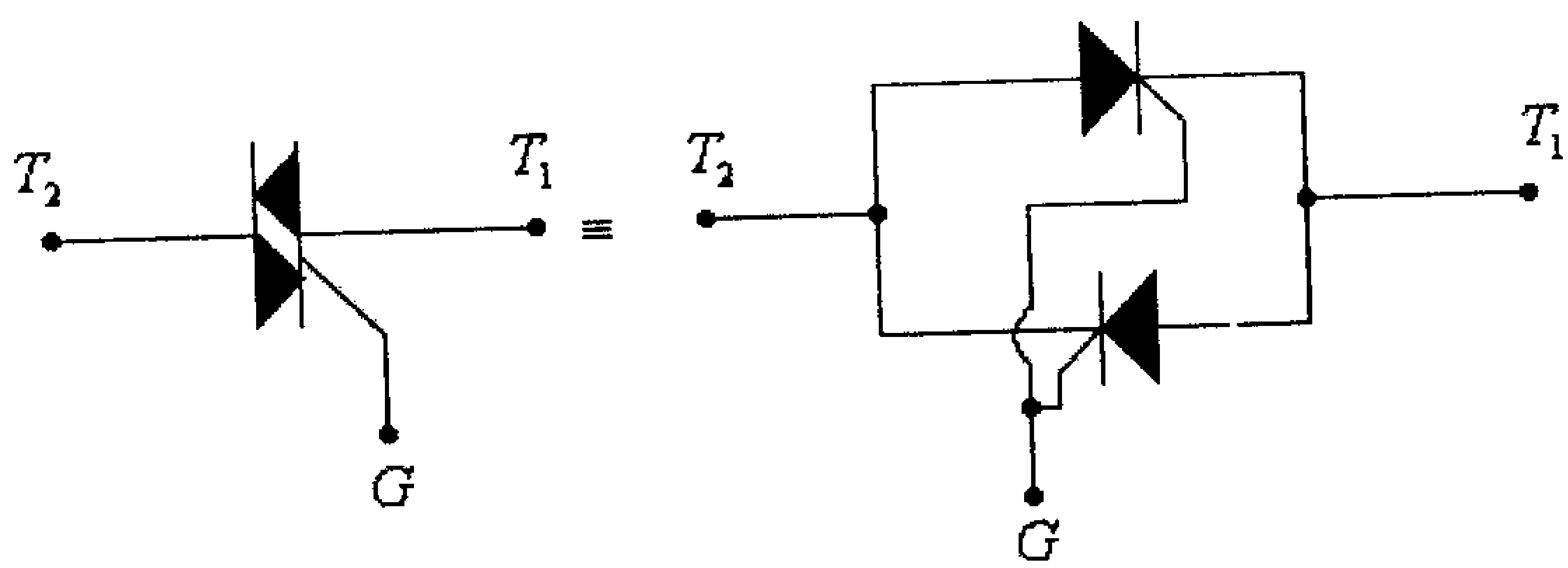


شكل (12)

لاحظ من هذا الشكل أنه يمكن التحكم بالقيمة الفعّالة للفولطية المخرجية بالتحكم بزاوية القدح (α).

8.5 الترياك (Triac)

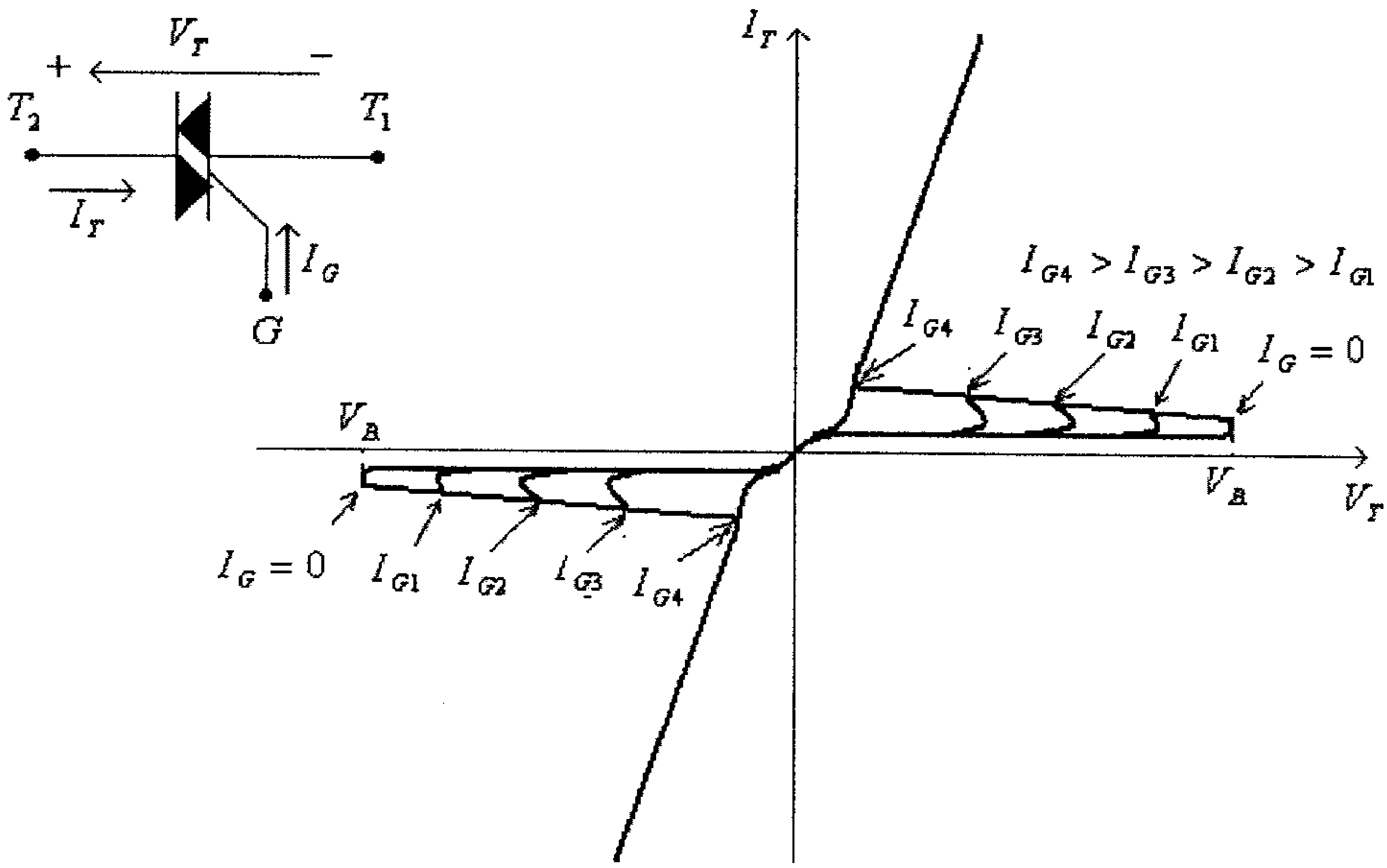
الترياك عنصر الكتروني يكافىء بعمله ثايريستورين مربوطين على التوازي ومتعاكسين. الشكل التالي يبين رمز الترياك ومكافئه من الثايريستورات.



شكل (13)

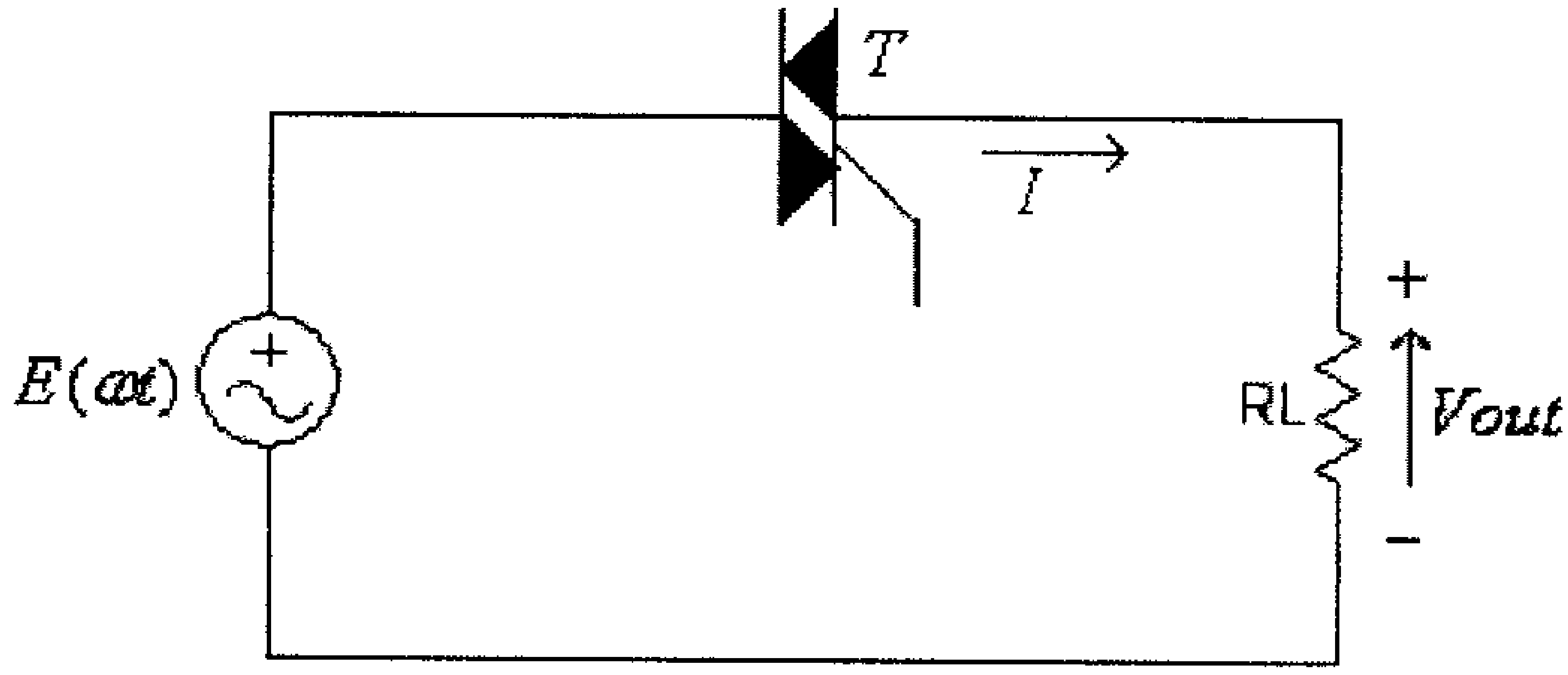
يلاحظ من هذا الشكل أن للترياك ثلاثة أطراف هي: الطرف الأول (T_1) والطرف الثاني (T_2) والبوابة ($gate$).

العلاقة بين فرق الجهد بين طرفي الترياك V_T والتيار المار فيه I_T، عند قيم مختلفة لتيار البوابة I_G، مبينة في الشكل التالي.



شكل (14)

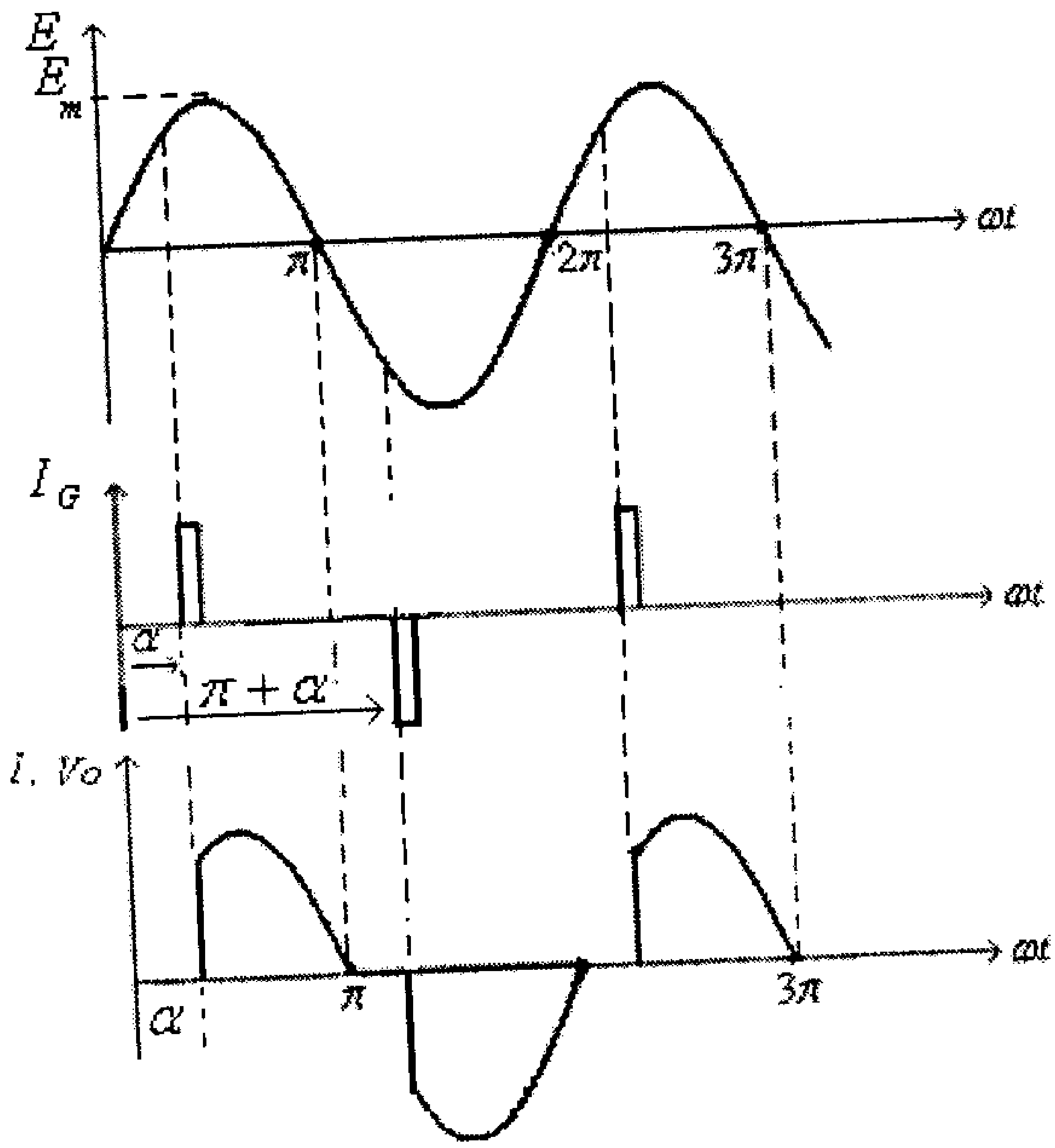
يلاحظ من هذا الشكل أن الترياك، وعلى عكس الثايرستور، يسمح للتيار بالمرور خلاله وبالإتجاهين. لذا فهو كثيراً ما يستخدم بدوائر منظمات جهد التيار المتناوب، كما في الشكل التالي.



شكل (15)

في هذه الدائرة، وفي الجزء الموجب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الترياك عند زاوية α، يمر التيار من خلاله وبالإتجاه الموجب. أما في الجزء السالب لموجة الفولطية المدخلية، وعند قدح الترياك عند زاوية $\pi + \alpha$، فيمر التيار من خلاله وبالإتجاه السالب.

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار البوابة للترياك والتيار والفولطية المخرجية.



شكل (16)

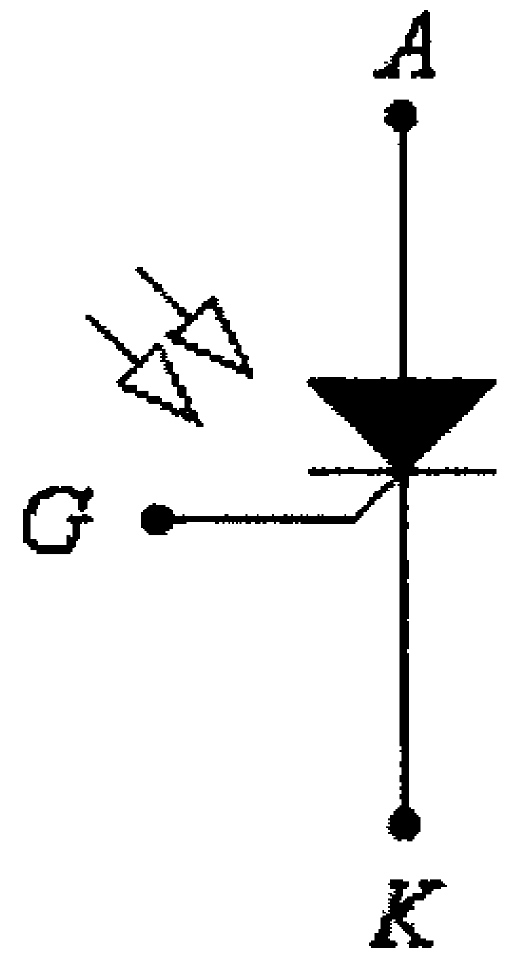
لاحظ من هذا الشكل أنه يمكن التحكم بالقيمة الفعّالة للفولطية المخرجية بالتحكم بزاوية القدح (α).

ومما تجب ملاحظته أن تيار البوابة المعطى للترياك عند اللحظة $\omega t = \pi + \alpha$ سالباً، إذ أن الترياك في هذه الحالة يمكن قدحه بقيمة أقل لتيار البوابة من تلك القيمة لو كان تيار البوابة موجباً.

صوت http://mostafamas.maktoobblog.com التوحيد

8.6 الثايرستور القابل للقدح ضوئياً (Light Activated SCR, LASCR)

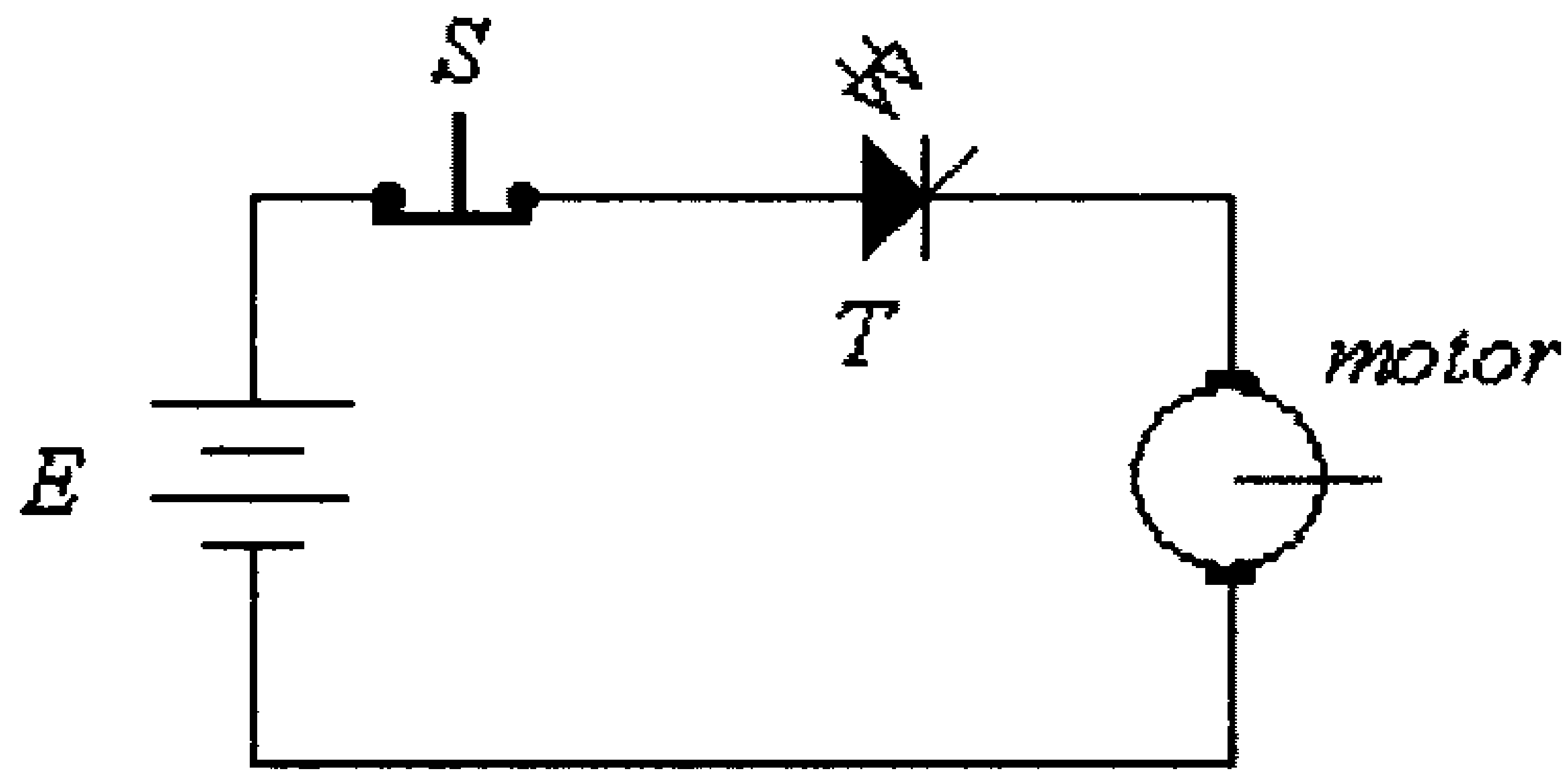
وهذا العنصر، وكما يشير اليه الإسم، شبيه بتركيبه وخصائصه للثايريستور العادي إلا أنه يمكن قدحه عن طريق شعاع ضوئي ساقط عليه. وفي الكثير من أشكال هذا العنصر هناك أيضاً بوابة ليتم قدحه بواسطتها كما يتم قدح الثايريستور العادي. ويُستخدم الرمز التالي للدلالة على هذا العنصر.



شكل (17)

يمكن أن يُستخدم هذا الثايريستور لبناء دوائر الكترونية لأغراض مختلفة، مثل دوائر التحكم بالإضاءة ودوائر التحكم بالموتورات الكهربائية.

الدائرة التالية تمثل دائرة تشغيل محرك كهربائي عند سقوط ضوء على الثايريستور.

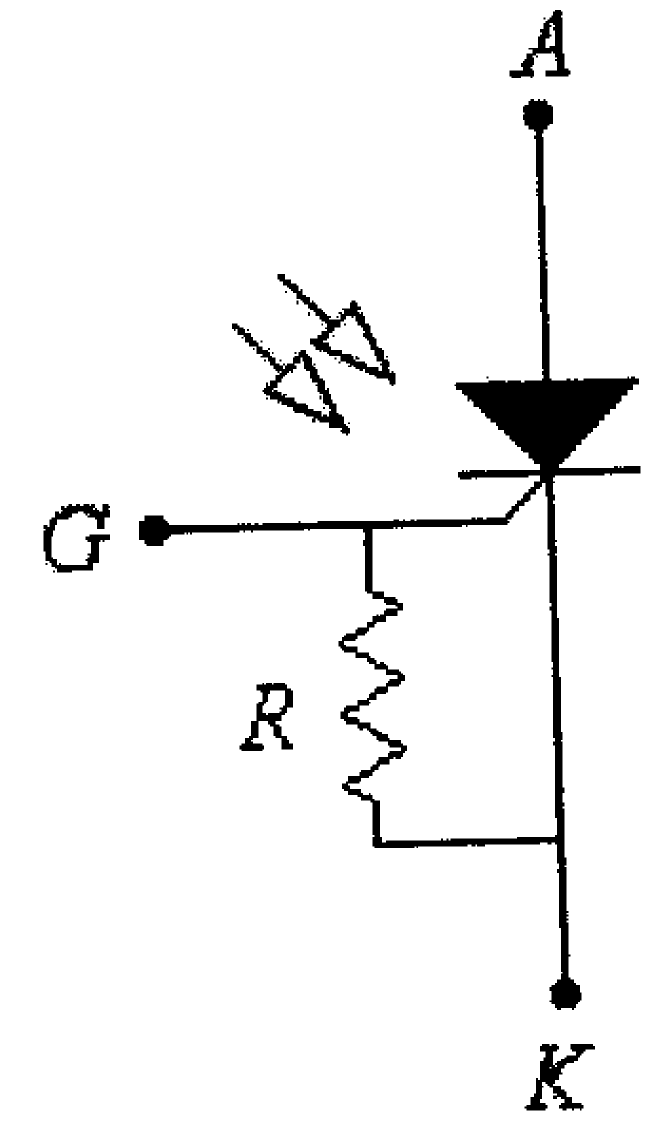


شكل (18)

في هذه الدائرة وعند سقوط ضوء على الثايريستور فإنه يصبح بوضع on وتتم تغذية المحرك.

لاحظ في هذه الدائرة أنه وعنما يصبح الثايريستور بوضع on، فإنه سيبقى كذلك ما لم يفتح المفتاح (S).

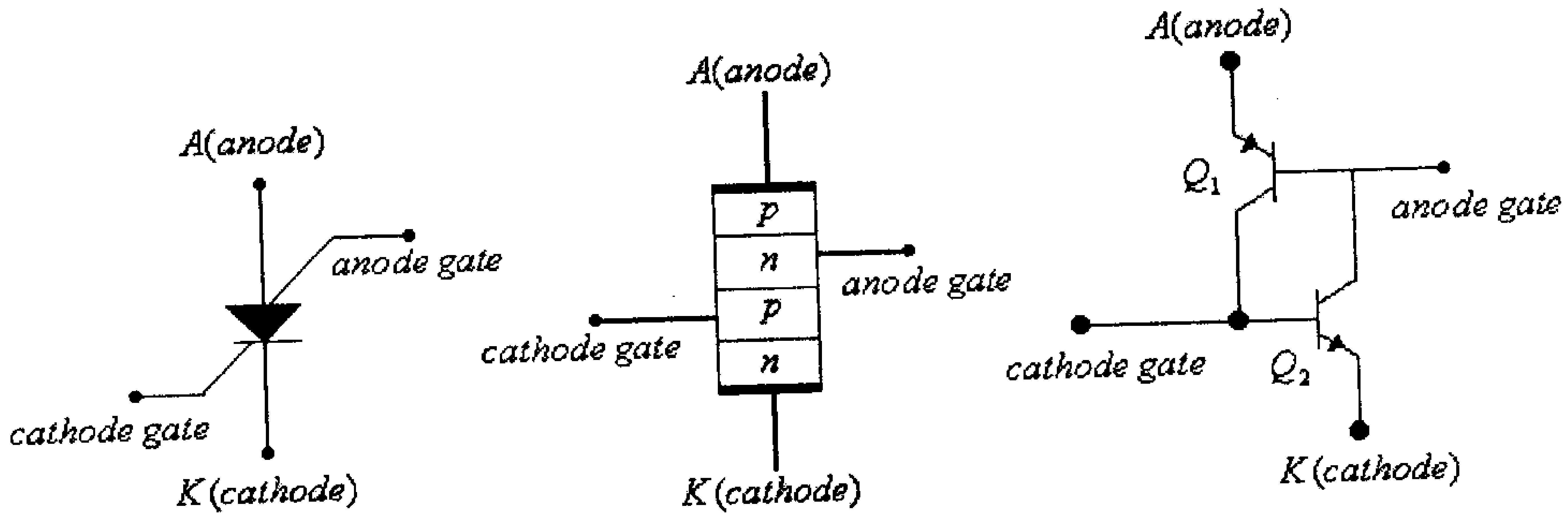
ومما يجب ذكره أن توصيل مقاومة بين البوابة (G) والمهبط (K) لهذا النوع من الثايريستورات، كما هو مبين في الشكل التالي، يقلل من حساسية الثايريستور للضوء الساقط عليه، وكلما قلت قيمة هذه المقاومة أصبح الثايريستور أقل حساسية للضوء الساقط عليه.



شكل (19)

8.7 المفتاح السيليكوني المحكوم (Silicon Controlled Switch, SCS)

هذا العنصر يشبة بتركيبه الثايريستور العادي (SCR) مع فارق بسيط هو وجود بوابتين له هما بوابة المصعد (*anode gate*) وبوابة المهبط (*cathode gate*). الشكل التالي يبين الرمز والتركيب والدائرة المكافئة لهذا العنصر.



شكل (20)

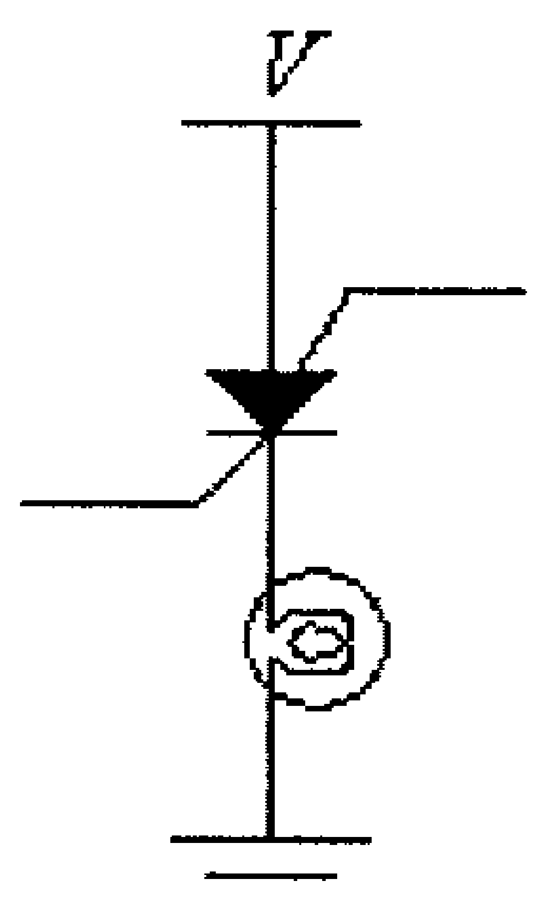
وكما في حالة الثايريستور العادي يمكن جعل هذا الثايريستور بوضع on بإعطاء نبضة الى بوابة المهبط (*cathode gate*)، أما عن طريق بوابة المصعد (*anode gate*) فيمكن جعله بوضع on أو بوضع off. فعند إعطاء نبضة سالبة الى بوابة المصعد (*anode gate*) يصبح هذا

الثايريستور بوضع on وعند إعطاء نبضة موجبة الى هذه البوابة يصبح هذا الثايريستور بوضع off.

ولتفسير كيفية التحكم بوضع هذا الثايريستور بواسطة بوابة المصعد (*anode gate*) يمكنك الرجوع الى الدائرة المكافئة لهذا الثايريستور في الشكل السابق، لتلاحظ أنه وعند إعطاء نبضة سالبة لهذه البوابة يصبح الترانزيستور Q_1 بوضع on مُزوداً تيار القاعدة للترانزيستور Q_2 والذي بدوره سيصبح بوضع on ليزيد تيار القاعدة للترانزيستور Q_1 والذي بدوره يزيد تيار القاعدة للترانزيستور Q_2، وهكذا حتى يصبح الترانزيستورين بحالة إشباع.

ولو كان هذا الثايريستور بوضع on (الترانزيستورين Q_1 و Q_2 بحالة إشباع)، فإن إعطاء نبضة موجبة لبوابة المصعد (*anode gate*) سيجعل الترانزيستور Q_1 في وضع off ويصبح تيار القاعدة للترانزيستور Q_2 مساوياً للصفر ليصبح هذا الترانزيستور بدوره بوضع off أيضاً.

يمكن إستخدام هذا النوع من الثايريستورات بتطبيقات عديدة والشكل التالي يمثل إستخدام هذا الثايريستور للتحكم بإنارة وإطفاء لمبة إشارة مثلاً.



شكل (21)

لاحظ في هذا الشكل، أن إعطاء نبضة موجبة على بوابة المهبط (*cathode gate*) سيجعل هذا الثايريستور بوضع on وتتم تغذية لمبة الإشارة، أما إعطاء نبضة موجبة على بوابة المصعد (*anode gate*) سيجعل هذا الثايريستور بوضع off ويتم إطفاء لمبة الإشارة.

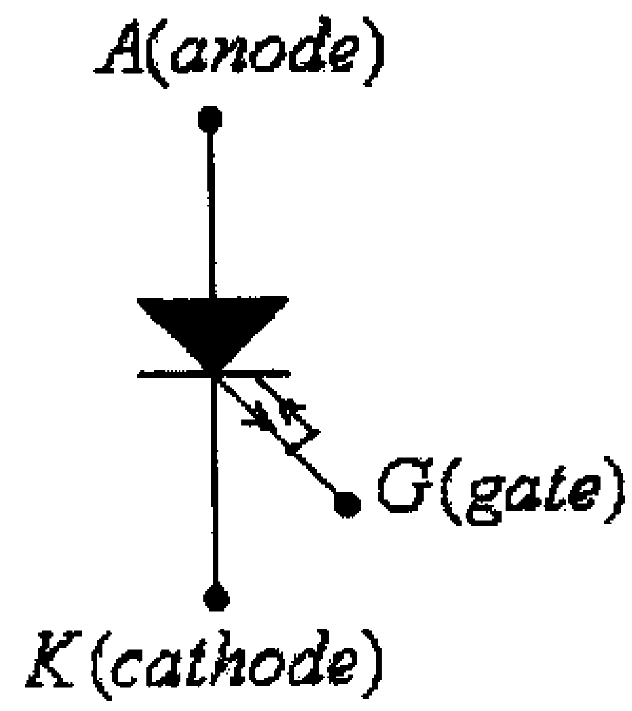
8.8 الـ GTO (Gate Turn-off Thyristor)

لقد لاحظت وعند دراسة الثايريستور أنه يمكن جعل الثايريستور بوضع on عن طريق إعطاء نبضة لبوابته إلا أنه لا يمكن جعله بوضع off عن طريق هذه البوابة.

وفي الـ GTO، والذي له نفس تركيب وخصائص الثايريستور، يمكن عن طريق البوابة جعل هذا العنصر بوضع on أو بوضع off. فعند إعطاء نبضة موجبة للبوابة يصبح الـ GTO بوضع on ويسمح للتيار المرور خلاله، وعند إعطاء البوابة نبضة سالبة يصبح هذا العنصر بوضع off ويتوقف مرور التيار خلاله.

ومن الجدير بالذكر أن قيمة تيار البوابة لجعل الـ GTO بوضع off أكبر كثيراً من قيمته لجعل الـ GTO بوضع on.

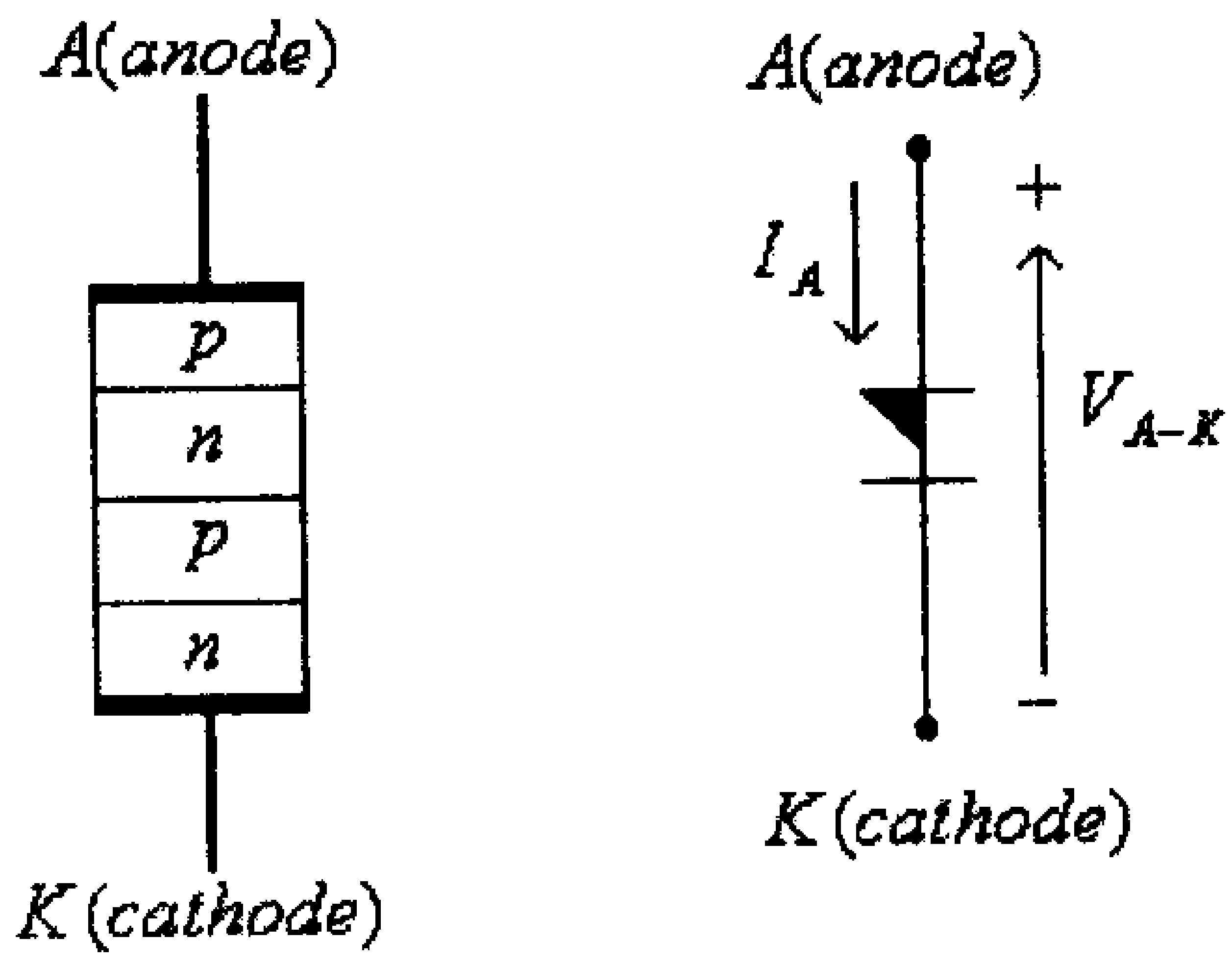
رمز هذا العنصر مبين بالشكل التالي.



شكل (22)

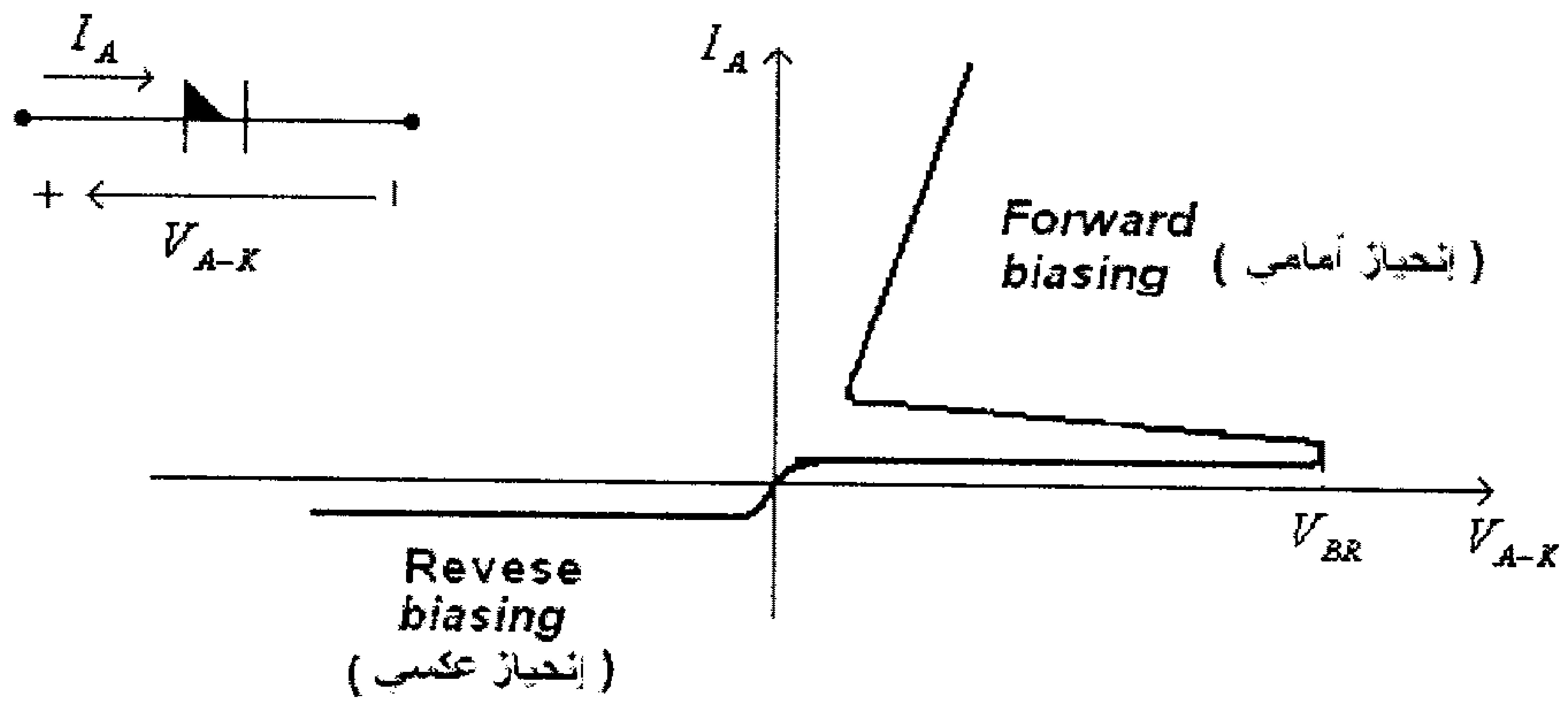
8.9 ديود Shockley

يشبه هذا العنصر بتركيبه الثايريستور ولكن بدون الطرف الخاص بالبوابة. الشكل التالي يبين رمز وتركيب هذا العنصر.



شكل (23)

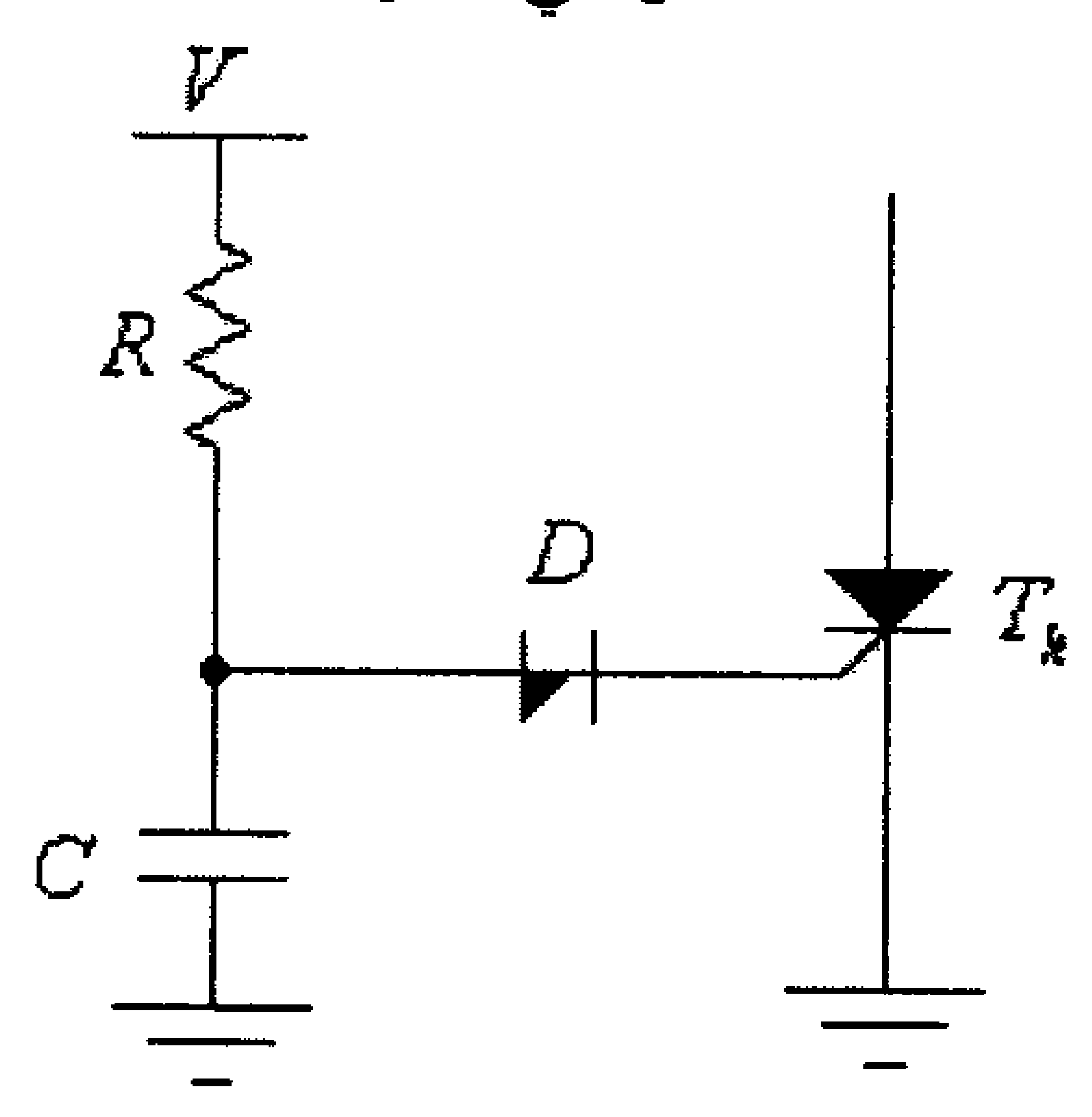
ولإنعدام البوابة بهذا العنصر فإن خاصيته تشبه خاصية التايريستور عندما يكون تيار البوابة يساوي الصفر، وذلك كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (24)

يلاحظ من هذا الشكل أنه وقبل وصول فرق الجهد بين طرفي ديود Shockley إلى قيمة جهد الإنهيار (V_{BR}) فإنه يكون بوضع off، وعند وصول فرق الجهد بين طرفي ديود Shockley إلى قيمة جهد الإنهيار (V_{BR}) فإنه يكون بوضع on.

الدائرة التالية تبين أحد إستخدامات هذا العنصر في دائرة لتغذية نبضة القدح لثايريستور.

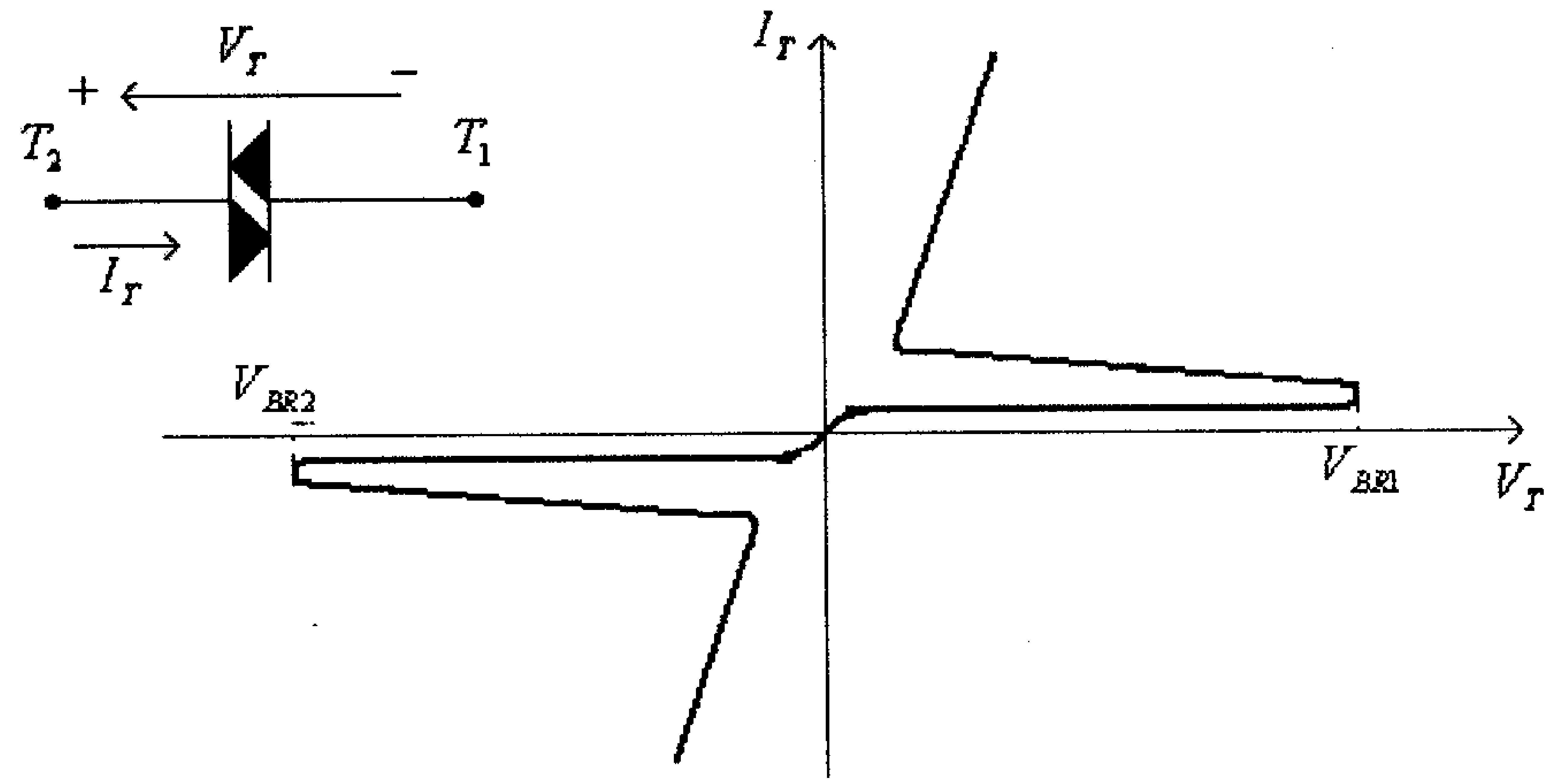


شكل (25)

في هذه الدائرة، وعند تطبيق جهد التغذية V يبدأ شحن المكثف C من خلال المقاومة R ويبدأ جهد المكثف بالإرتفاع. وعند وصول جهد المكثف الى جهد الإنهيار لديود Shockley يصبح هذا الديود بوضع on ويسمح لتيار بوابة الثايريستور بالمرور وبالتالي يصبح الثايريستور بوضع on.

8.10 الدياك (Diac)

الشكل التالي يبن رمز هذا العنصر وخاصيته.



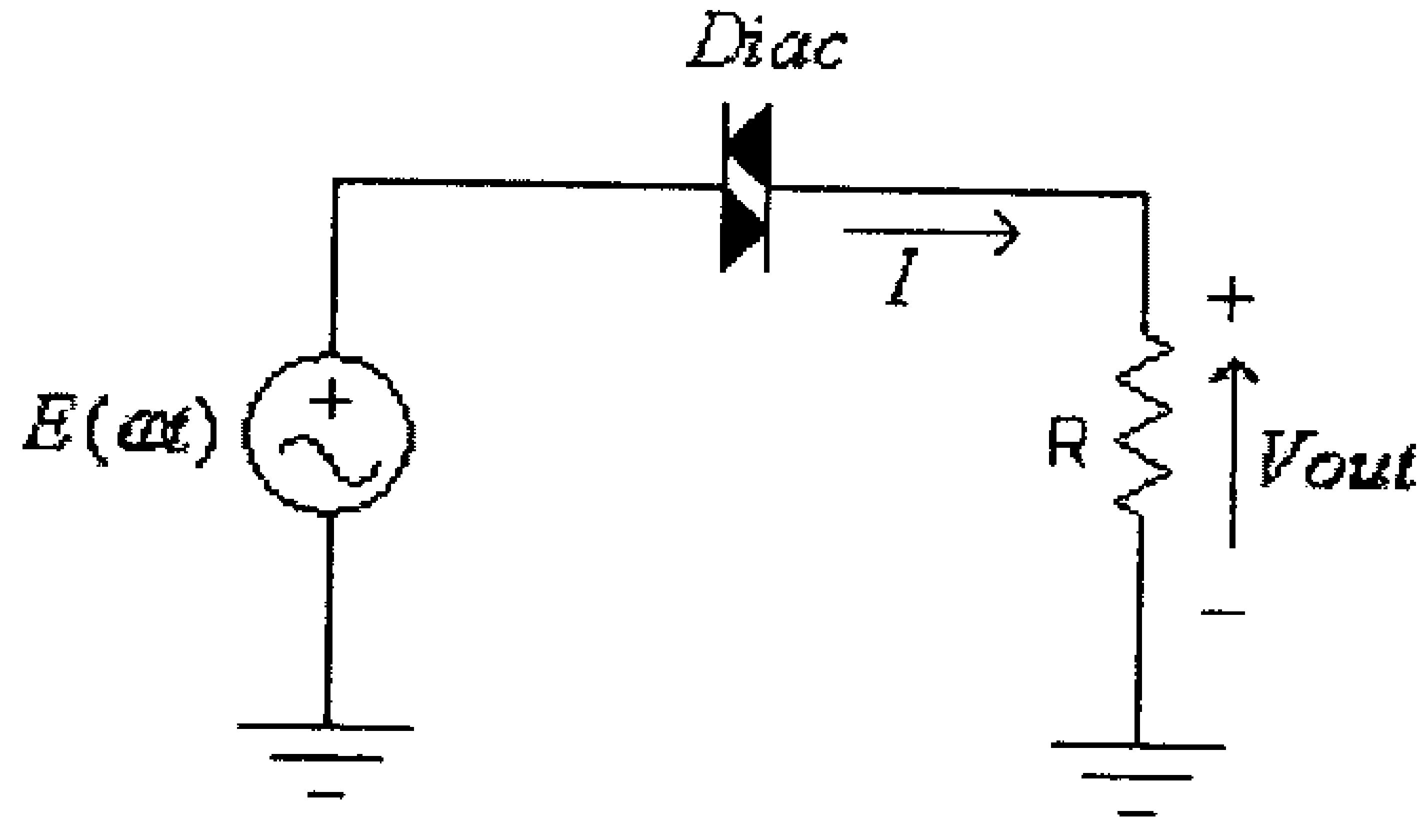
شكل (26)

يلاحظ من خاصية هذا العنصر أن هذا العنصر يكافىء بعمله الترياك عندما يكون تيار البوابة يساوي صفراً.

ومما يجب ذكره أن جهدي الإنهيار متقاربتين بقيمتيهما.

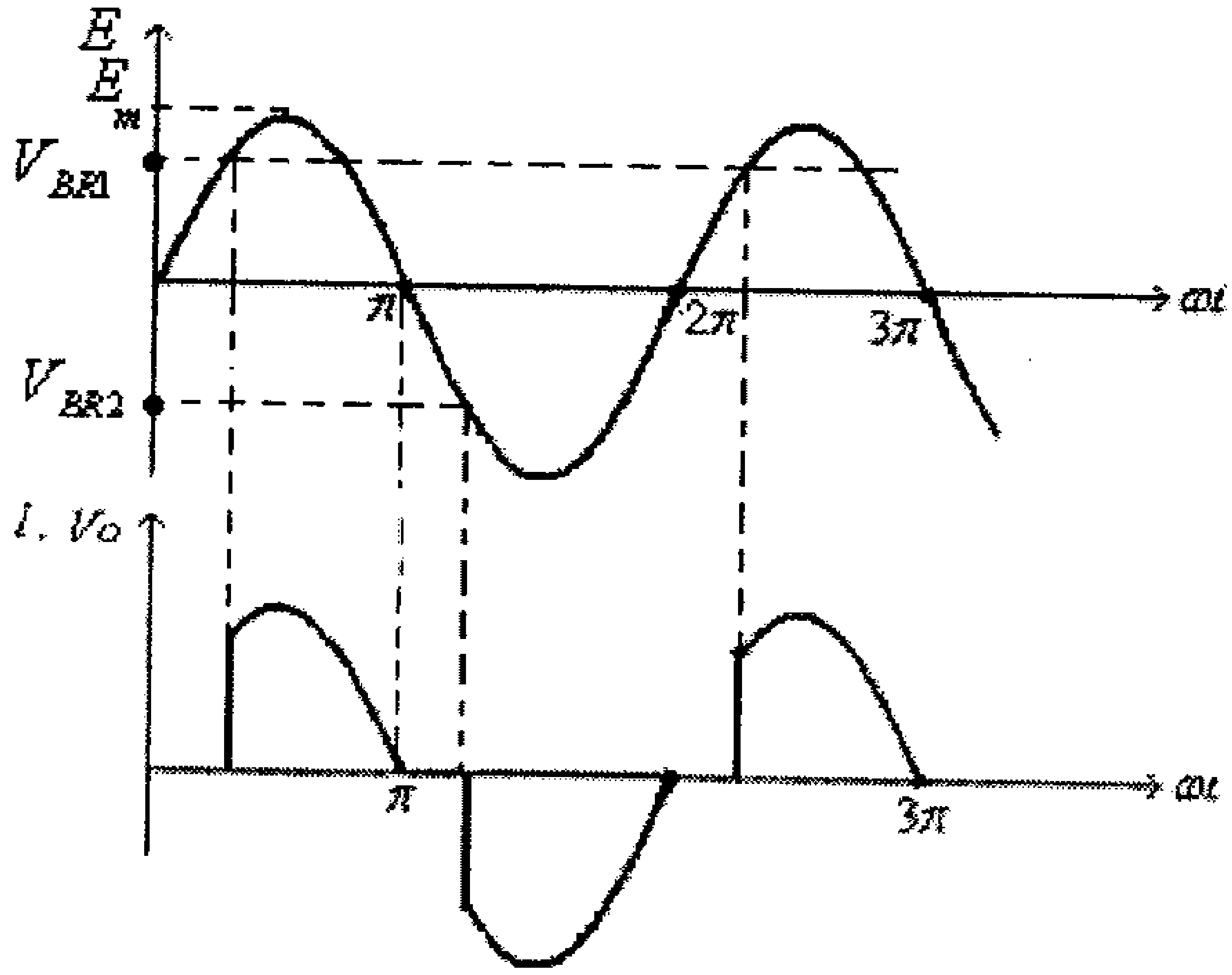
للدياك تطبيقات عديدة مثل دوائر التحكم ودوائر التوقيت ودوائر قدح الثايريستورات وغيرها.

ولبيان كيفية عمل الدياك، ففي الدائرة التالية تكون موجة الفولطية المخرجية جزء من الفولطية المدخلية المتناوبة،



شكل (27)

الشكل التالي يبين موجة الفولطية المدخلية وموجتي الفولطية المخرجية والتيار المخرجي للدائرة.



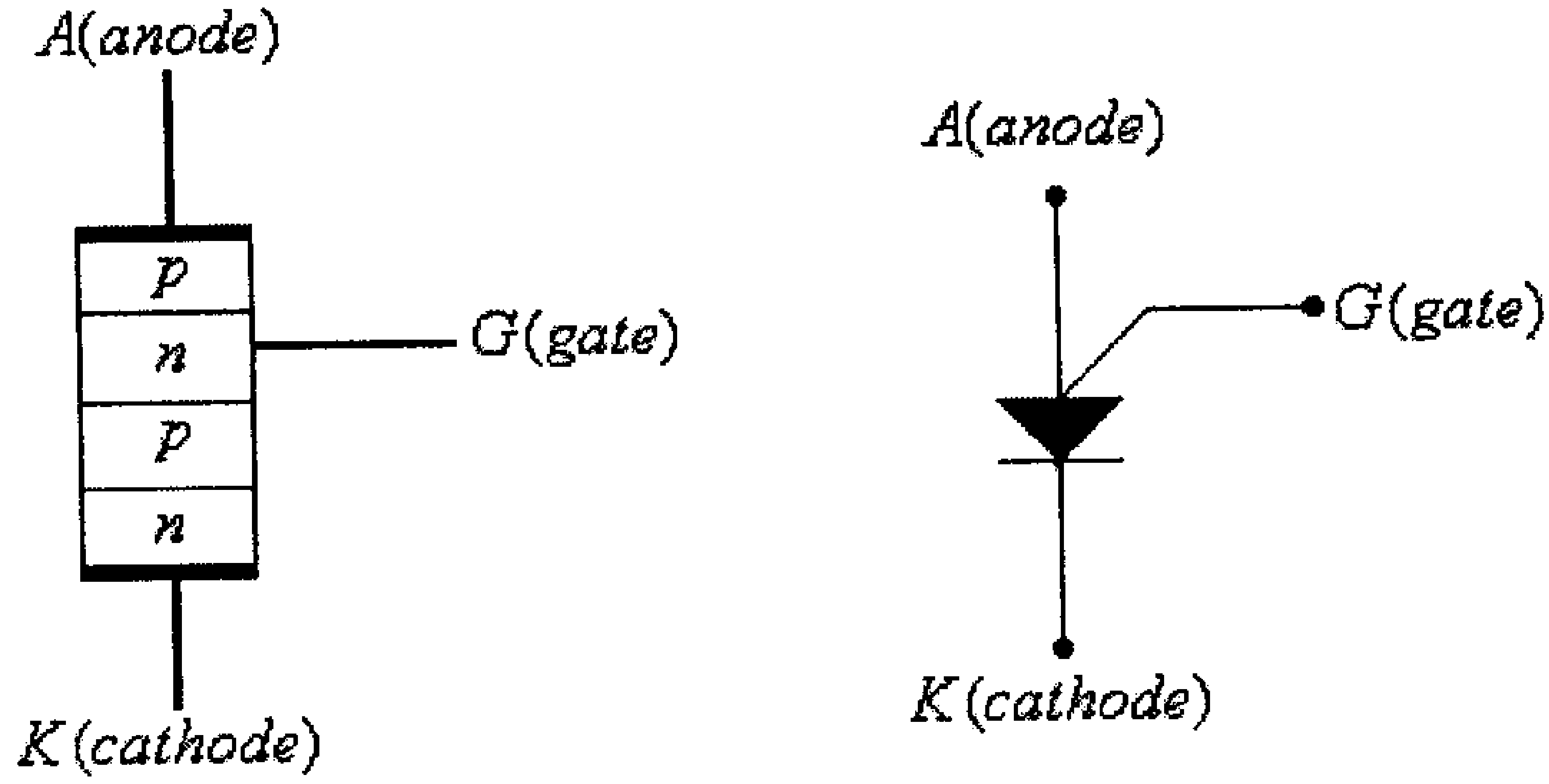
شكل(28)

8.11 الترانزيستور أُحادي الوصلة المبرمج

.(Programmable Unijunction Transistor, PUT)

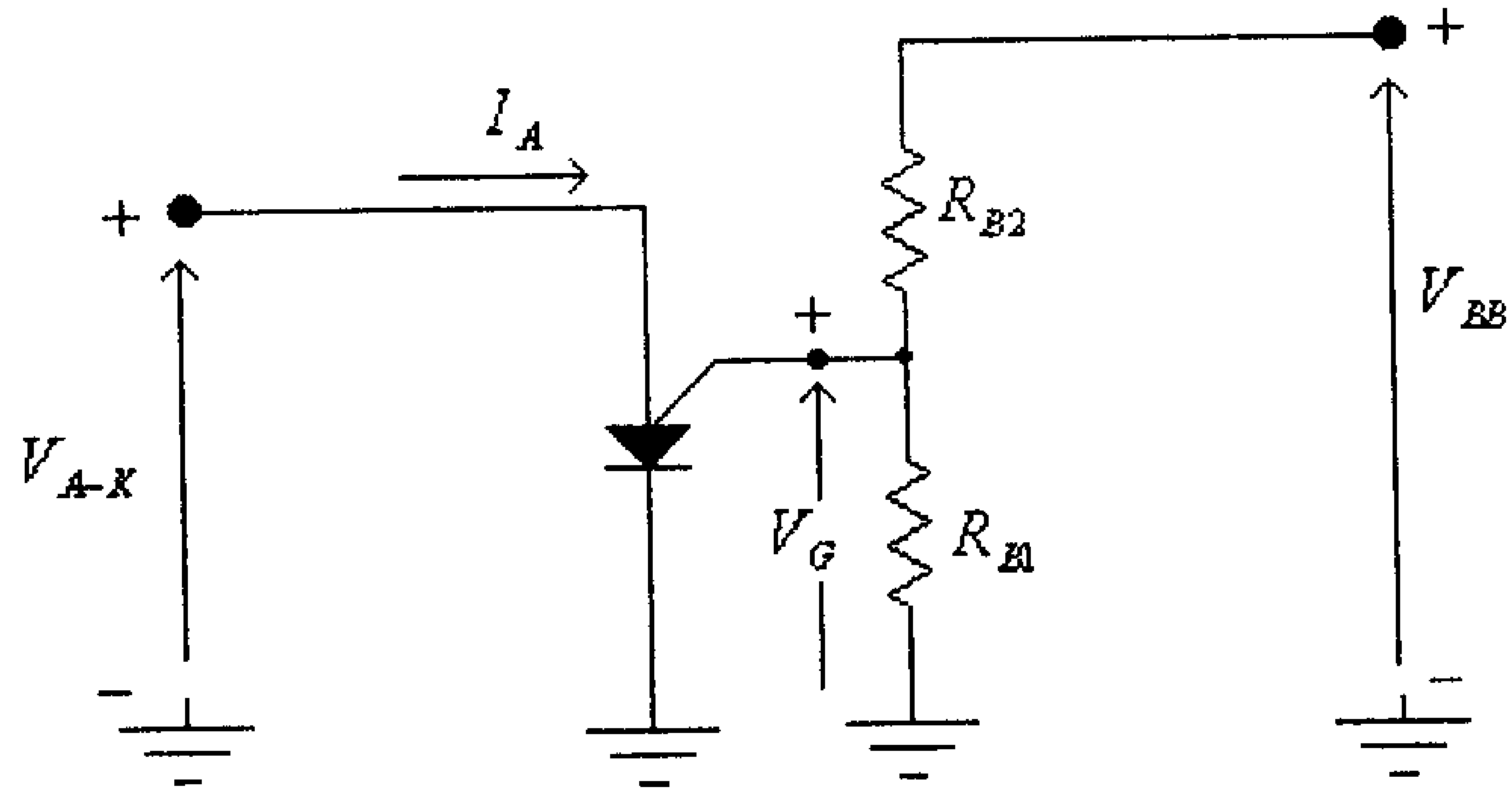
يشبه هذا العنصر بخصائصه ترانزيستور الـــ UJT الذي تم شرحه سابقاً (في الوحدة السابعة من هذا الكتاب)، إلا أن المعامل η وكذلك قيم المقاومتين R_1 و R_2 يمكن تحديدهما خارجياً، لذلك يطلق على هذا الترانزيستور "programmable" أي قابل للبرمجة.

تركيب هذا العنصر يشبه تركيب الثايريستور مع فارق وحيد هو أن طرف البوابة (Gate) موصول مع الطبقة السالبة المجاورة لطبقة المصعد (Anode)، كما هو مبين في الشكل التالي والذي يبين تركيب ورمز هذا العنصر.



شكل (29)

دائرة توصيل هذا العنصر مبينة في الشكل التالي.



شكل (30)

في هذه الدائرة:

$$V_G = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}.V_{BB} = \eta.V_{BB}$$

حيث:

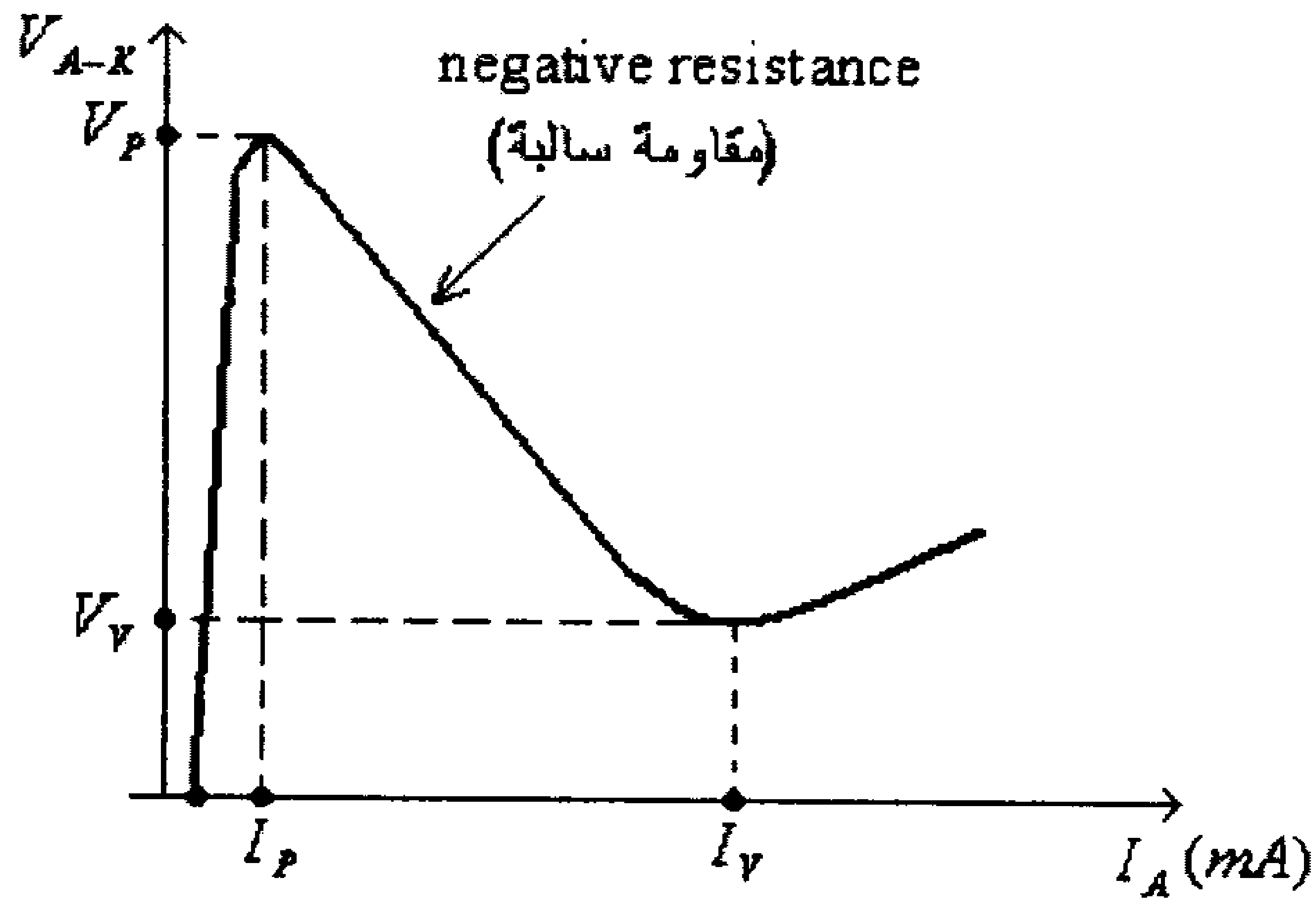
$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

وعند وصول الفولطية V_{A-K} الى القيمة:

$$V_P = \eta.V_{BB} + V_D$$

يصبح هذا الترانزيستور في وضع on ويستمر هكذا حتى هبوط الفولطية V_{A-K} الى القيمة V_V.

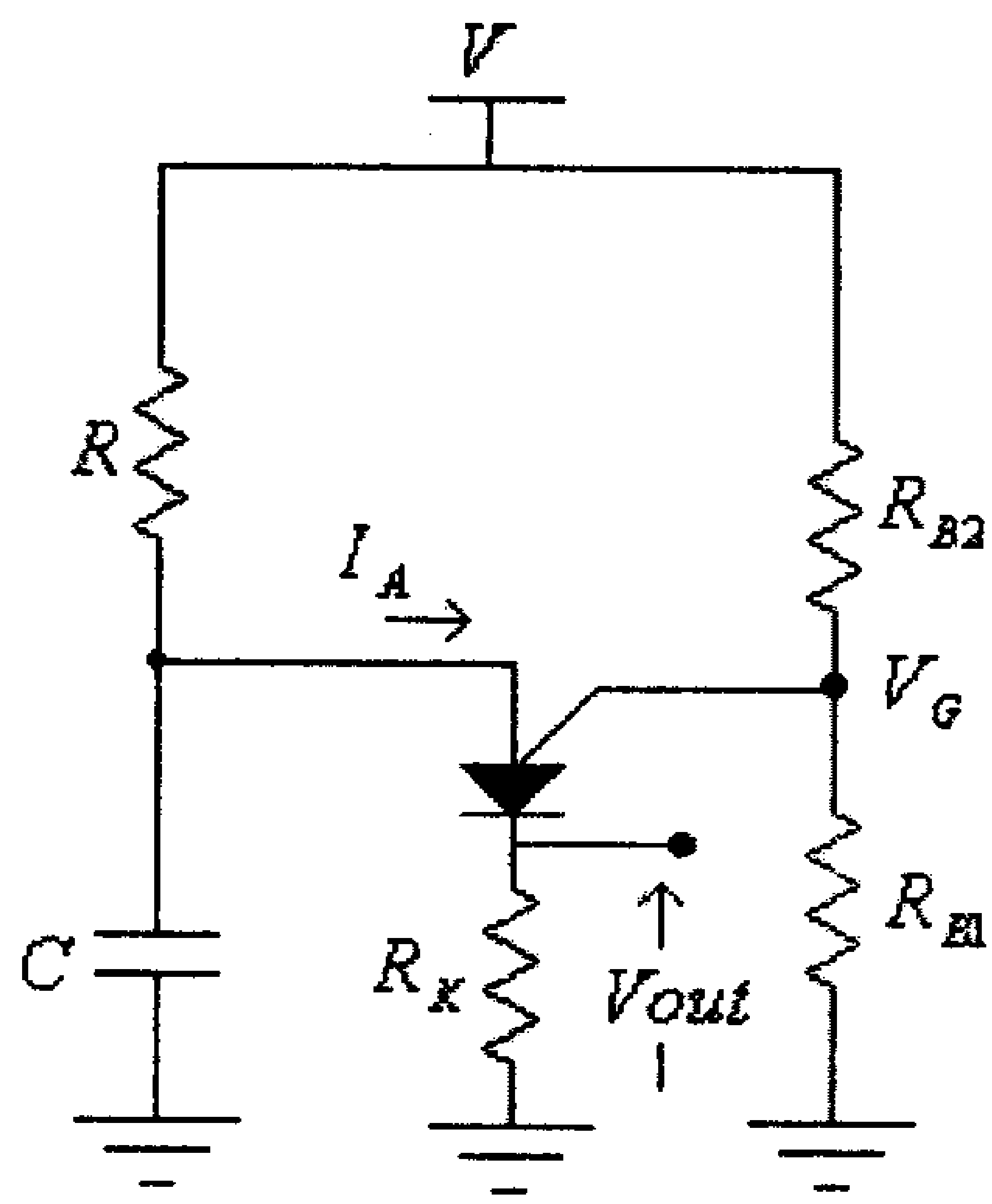
الشكل التالي يبين العلاقة بين الفولطية V_{A-K} والتيار I_A لهذا الترانزيستور.



شكل (31)

لاحظ التشابه بين عمل هذا الترانزيستور وترانزيستور الـــ UJT.

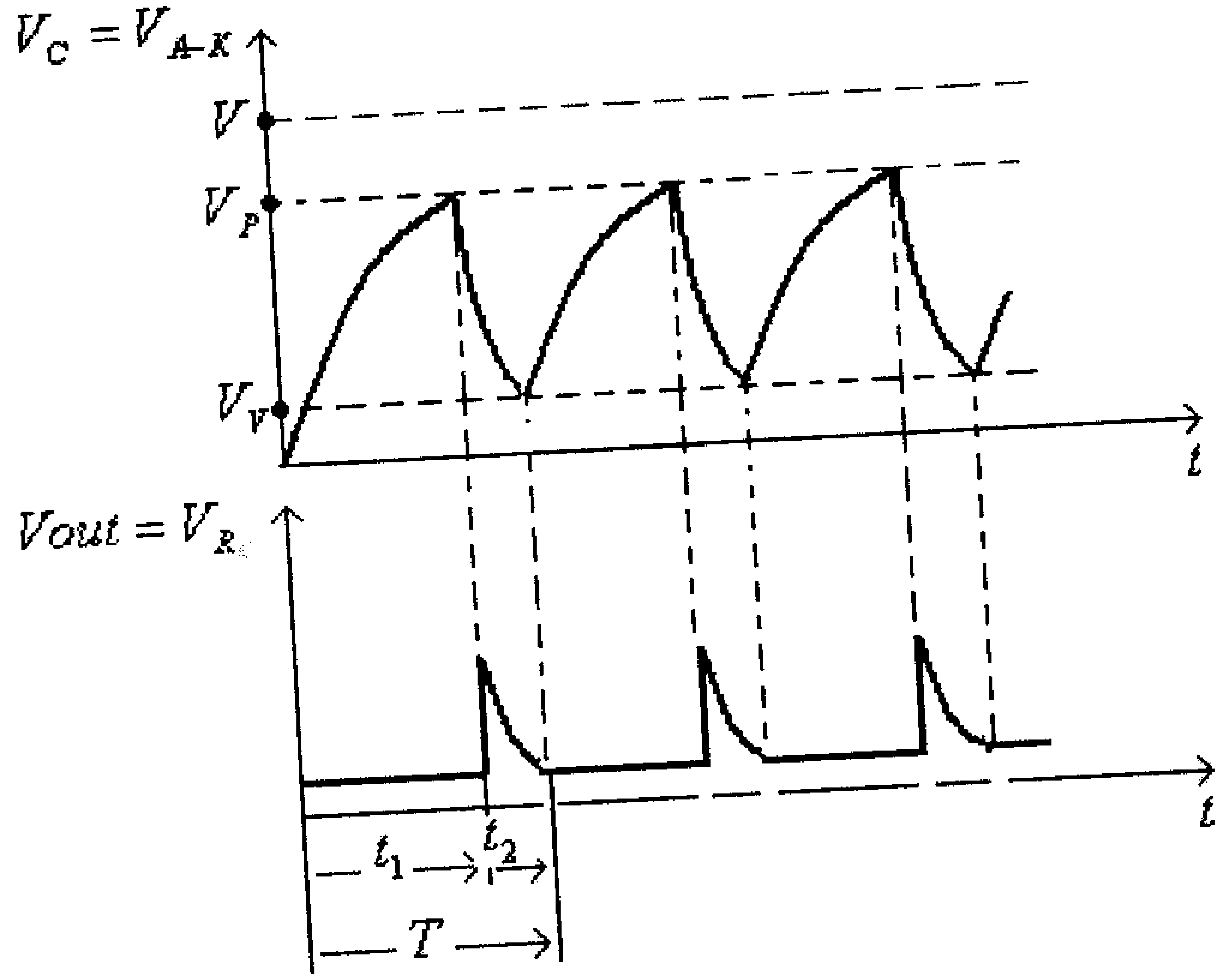
ويمكن إستخدام هذا الترانزيستور في جميع التطبيقات التي يستخدم فيها ترانزيستور الـــ UJT مثل المذبذبات (oscillators) ودوائر القدح (triggering circuits). الشكل التالي يبين دائرة مذبذب (oscillator) بإستخدام الـــ PUT.



شكل (32)

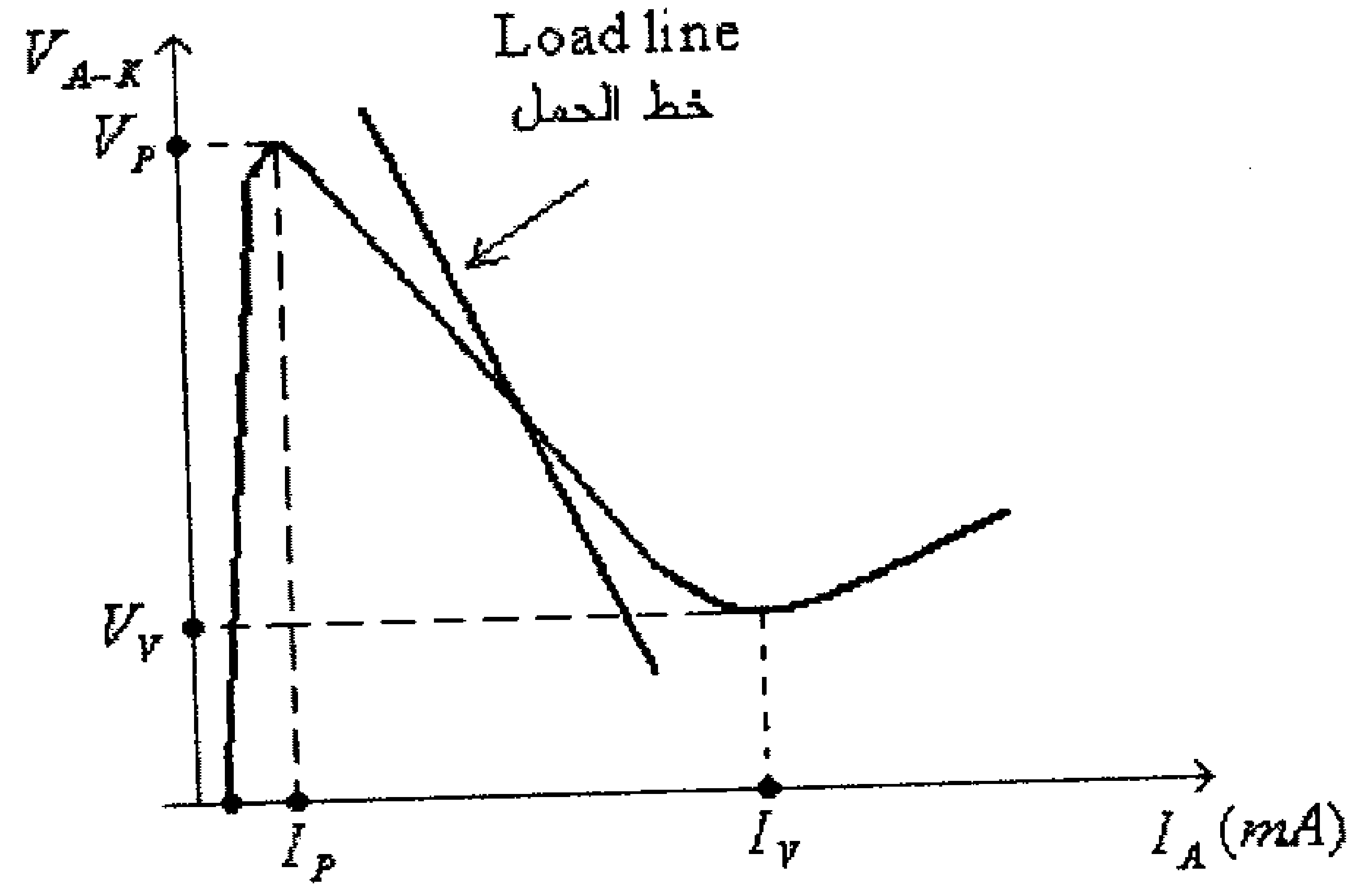
في البداية يكون المكثف مفرغاً ويكون فرق الجهد بين طرفيه يساوي صفراً، وعند تطبيق الفولطية V على هذه الدائرة يبدأ المكثف C بالشحن من خلال المقاومة R. عند وصول جهد المكثف (والذي هو بنفس الوقت الجهد V_{A-K} للـ PUT) الى القيمة V_P يصبح الترانزيستور في وضع on ويتم تفريغ المكثف C من خلال المقاومة R_K ويظهر فرق الجهد المخرجي $Vout$. لاحظ أن المكثف سيتم تفريغه حتى يصل جهده الى القيمة V_V للترانزيستور ليبدأ بعده بالشحن من جديد الى القيمة V_P، وهكذا الى أن يتم فصل التغذية عن هذه الدائرة.

الشكل التالي يبين موجتي فولطية المكثف والفولطية المخرجية لهذه الدائرة.



شكل (33)

وحتى تعمل هذه الدائرة (وكما في حالة ترانزيستور الـ UJT) فإن قيمة المقاومة R يتم إختيارها لتكون نقطة عمل الترانزيستور في جزء المقاومة السالبة من خاصيته ، أي تكون قيمة التيار I_E بين القيمتين I_P و I_V والفولطية V_E بين القيمتين V_P و V_V، أنظر الشكل التالي.



شكل (34)

وعندما يكون $V_{A-K} = V_P$ ، فإن فرق الجهد بين طرفي المقاومة R هو:

$$V_R = V - V_P$$

والتيار المار في هذه المقاومة (والذي بنفس الوقت هو التيار I_A) هو:

$$I_R = I_P$$

أي أن القيمة العظمى للمقاومة R هي:

$$R_{\max} = \frac{V_R}{I_R} = \frac{V - V_P}{I_P}$$

وعندما يكون $V_{A-K} = V_V$ ، فإن فرق الجهد بين طرفي المقاومة R هو:

$$V_R = V - V_V$$

والتيار المار في هذه المقاومة هو:

$$I_R = I_V$$

أي أن القيمة الصغرى للمقاومة R هي:

$$R_{\min} = \frac{V_R}{I_R} = \frac{V - V_V}{I_V}$$

أي أن:

$$R_{\min} < R < R_{\max}$$

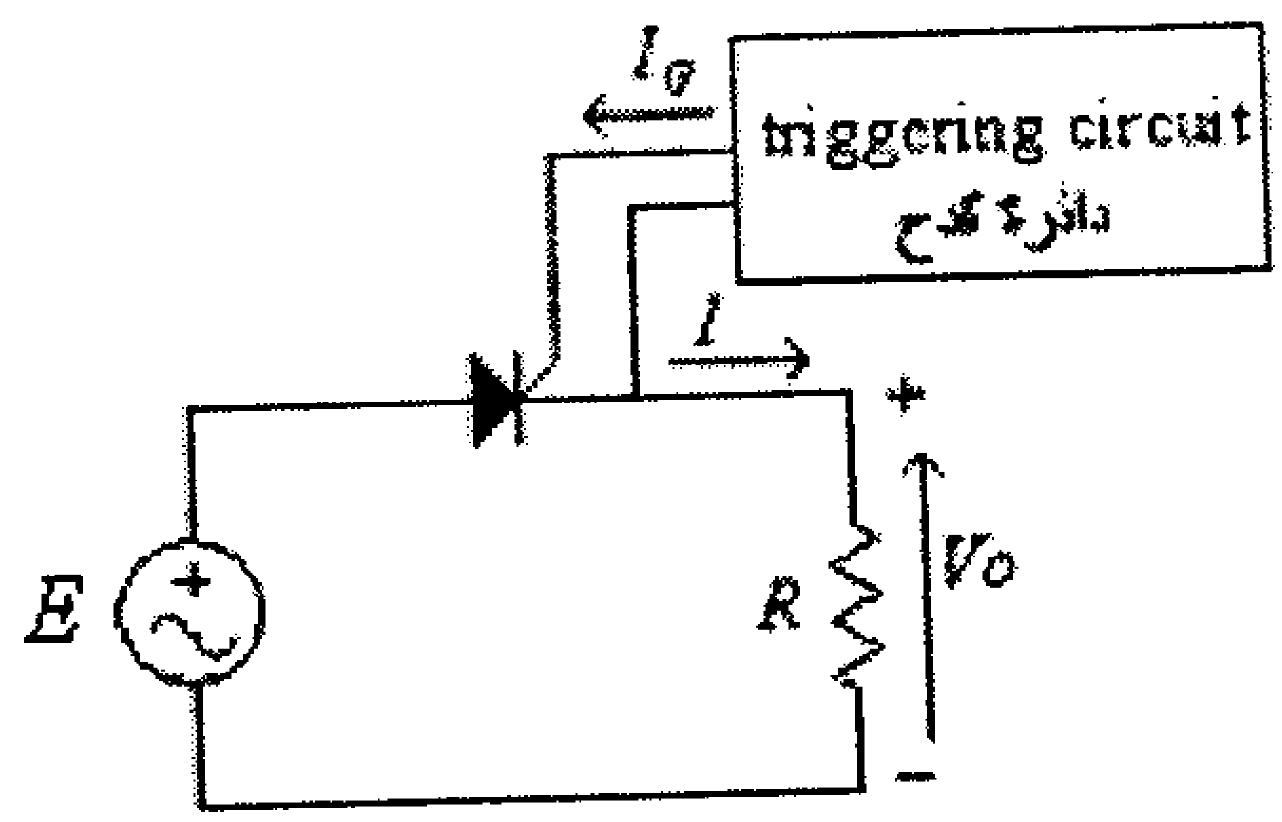
أو:

$$\frac{V - V_V}{I_V} < R < \frac{V - V_P}{I_P}$$

8.12 أمثلة محلولة

مثال (1): لدائرة مقوم نصف الموجة المحكوم (half-wave controlled rectifier) التالية، وإذا علمت أن القيمة الفعالة لفولطية مصدر التغذية هي $220V$.

- أوجد القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية(Vo) عند زاوية قدح $\alpha = 90^0$.
- أرسم موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الثايريستور عند زاوية القدح $\alpha = 90^0$.

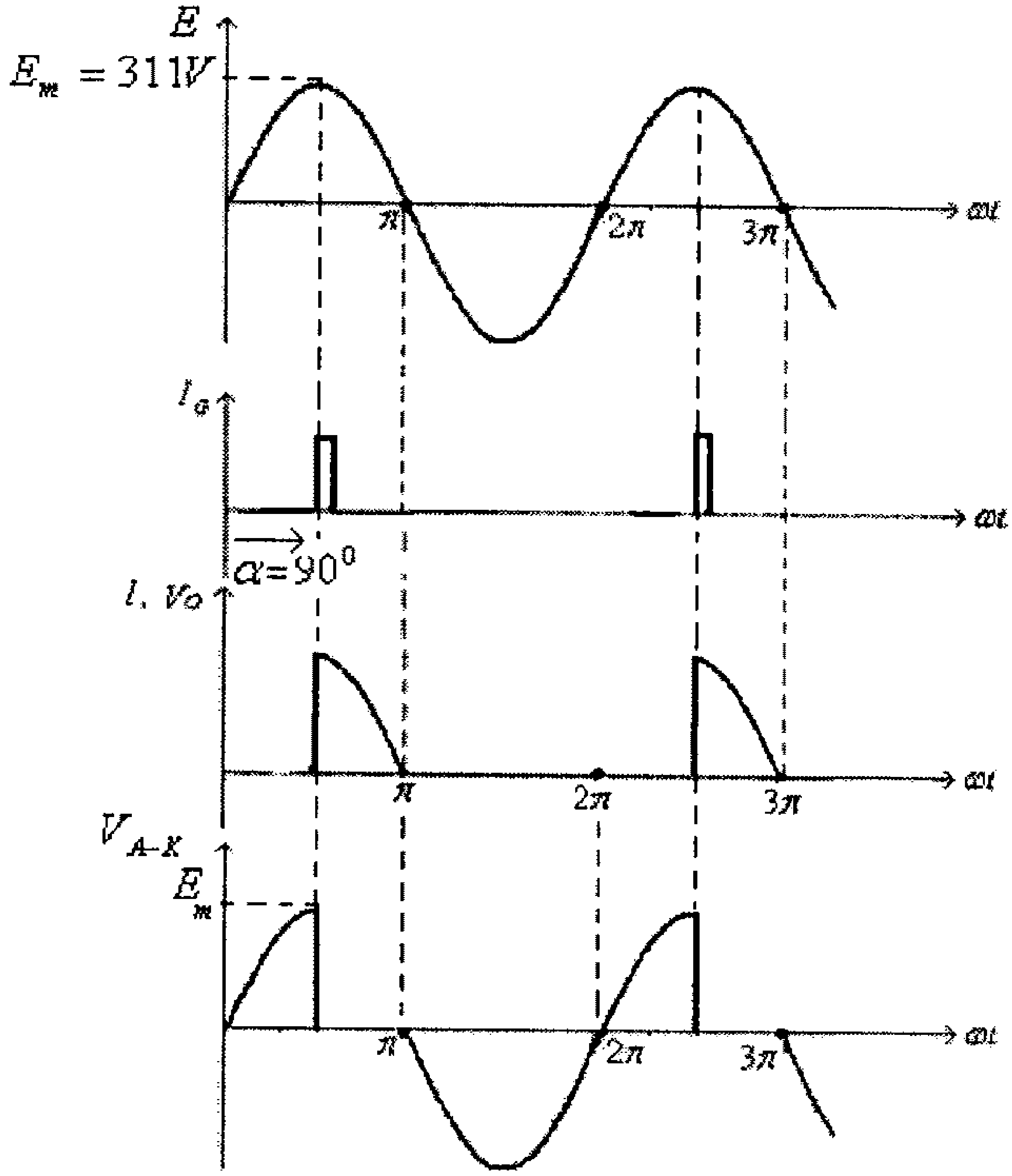


شكل (35)

الحل:

$$V_{av} = \frac{E_m}{2\pi}\left[1+\cos(\alpha)\right] = \frac{\sqrt{2}(220)}{2\pi}\left[1+\cos(90^0)\right] = \frac{\sqrt{2}(220)}{2\pi} = 49.5V$$

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الثايريستور عند زاوية القدح $\alpha = 90^0$.



شكل (36)

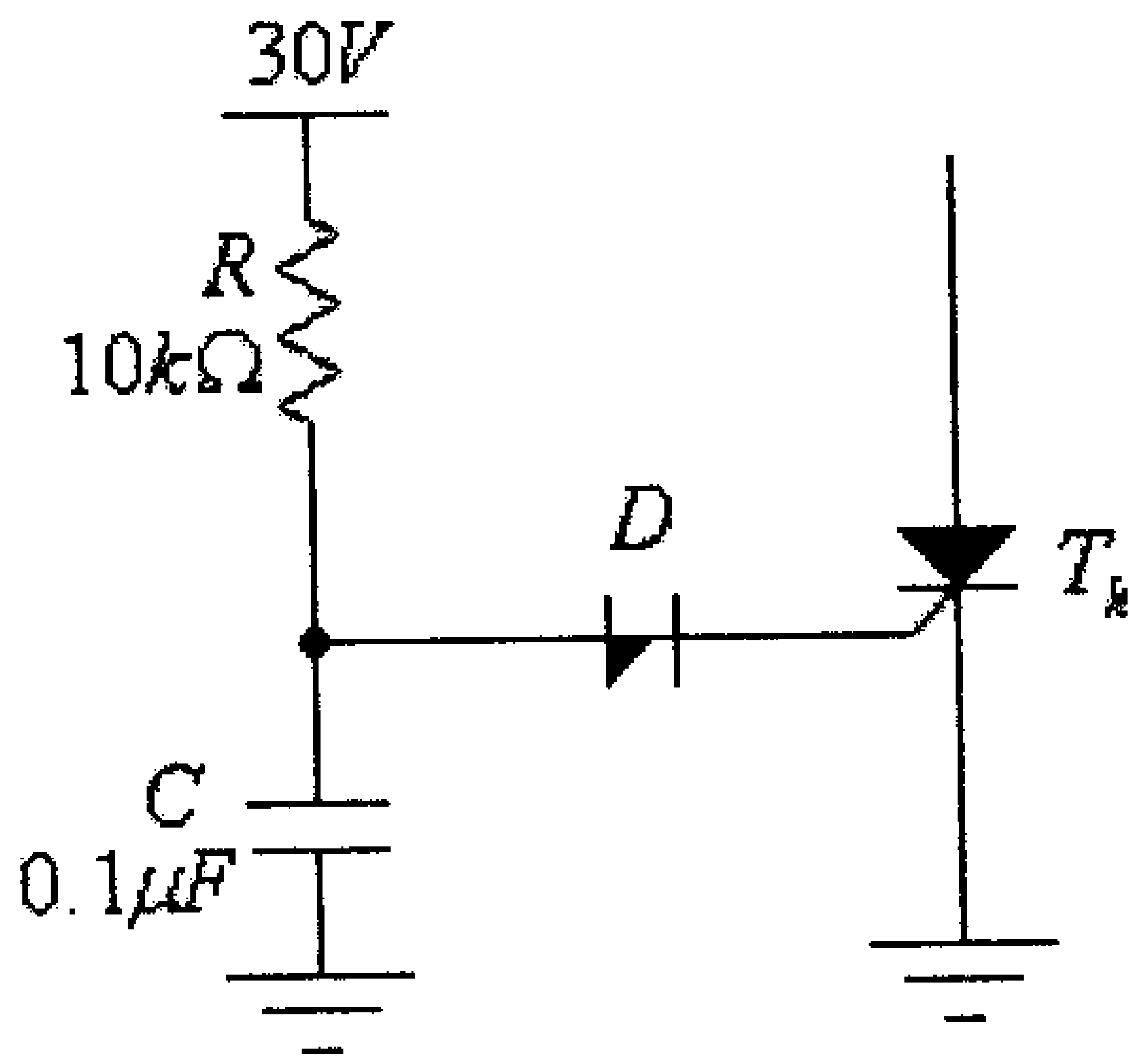
في هذا الشكل:

- القيمة العظمى لفولطية مصدر التغذية هي:

$$E_m = \sqrt{2}(220) = 311V$$

- من موجة فرق الجهد بين طرفي الثايريستور تلاحظ أن:
- فرق الجهد V_{AK}، عندما يكون الثايريستور في وضع on، هو صفراً.
- فرق الجهد V_{AK}، عندما يكون الثايريستور في وضع off، يساوي فولطية المصدر E.

مثال (2): في الدائرة التالية وإذا علمت أن جهد الإنهيار (V_{BR}) لديود Shockley يساوي $5V$، وأن الفولطية بين البوابه والمهبط (V_{G-K}) اللازمة لقدح الثايريستور تساوي $3V$، أوجد الفترة الزمنية بين تطبيق فولطية التغذية لهذه الدائرة وقدح الثايريستور.



شكل (37)

الحل:

عند تطبيق فولطية التغذية لهذه الدائرة يكون ديود Shockley في وضع off ويتم شحن المكثف C من خلال المقاومة R ، وعليه فإن جهد المكثف هو:

$$v_C(t) = V\left(1 - e^{\frac{-t}{R.C}}\right) = 30.\left(1 - e^{\frac{-t}{0.001}}\right) = 30.\left(1 - e^{-1000t}\right)$$

حتى يتم قدح الثايريستور يجب أن يكون جهد المكثف يساوي:

$$V_C = V_{BR} + V_{G-K} = 5 + 3 = 8V$$

أي:

$$8 = 30.\left(1 - e^{-1000t}\right)$$

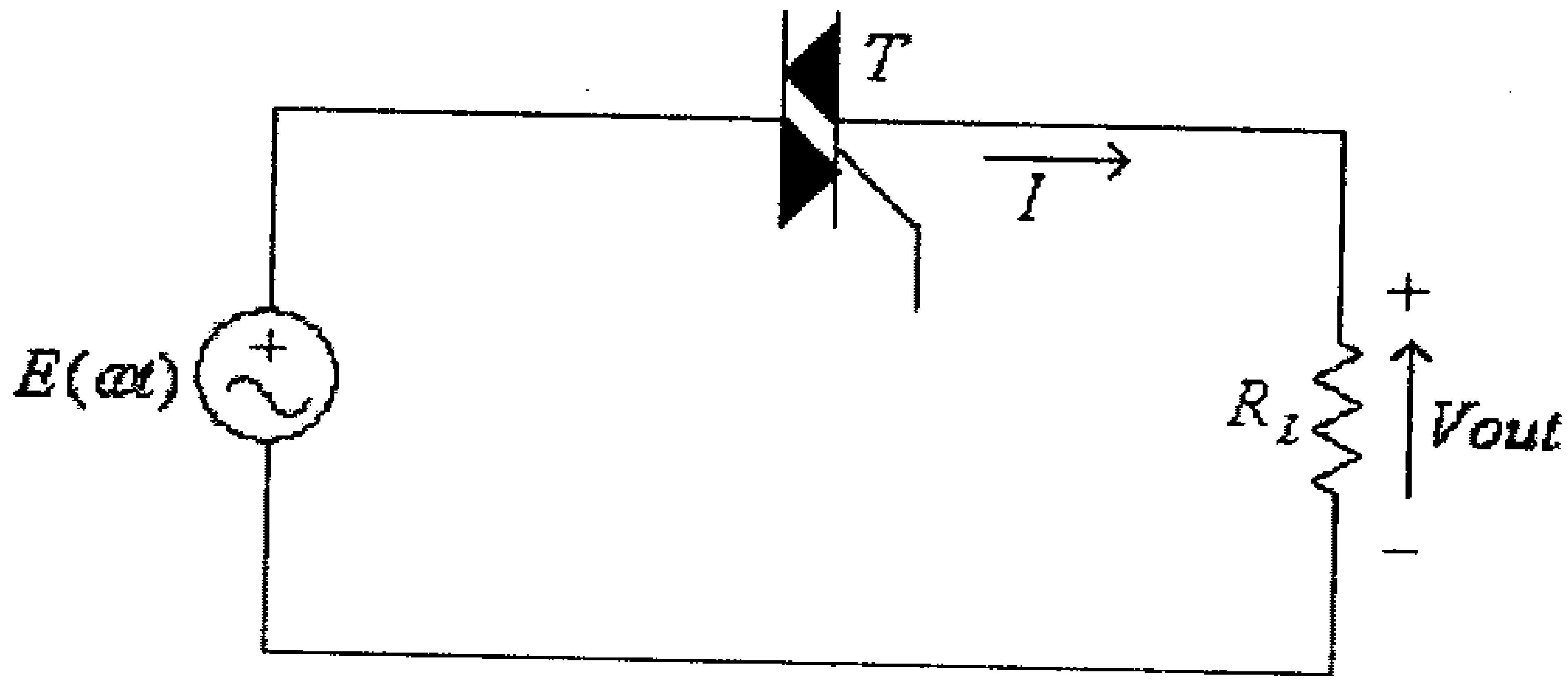
ومنها:

$$e^{-1000t} = 1 - \frac{8}{30} = 0.7333$$

ومنها:

$$t = -0.001.\ln(0.7333) = 3.1x10^{-4}\,s = 0.31ms.$$

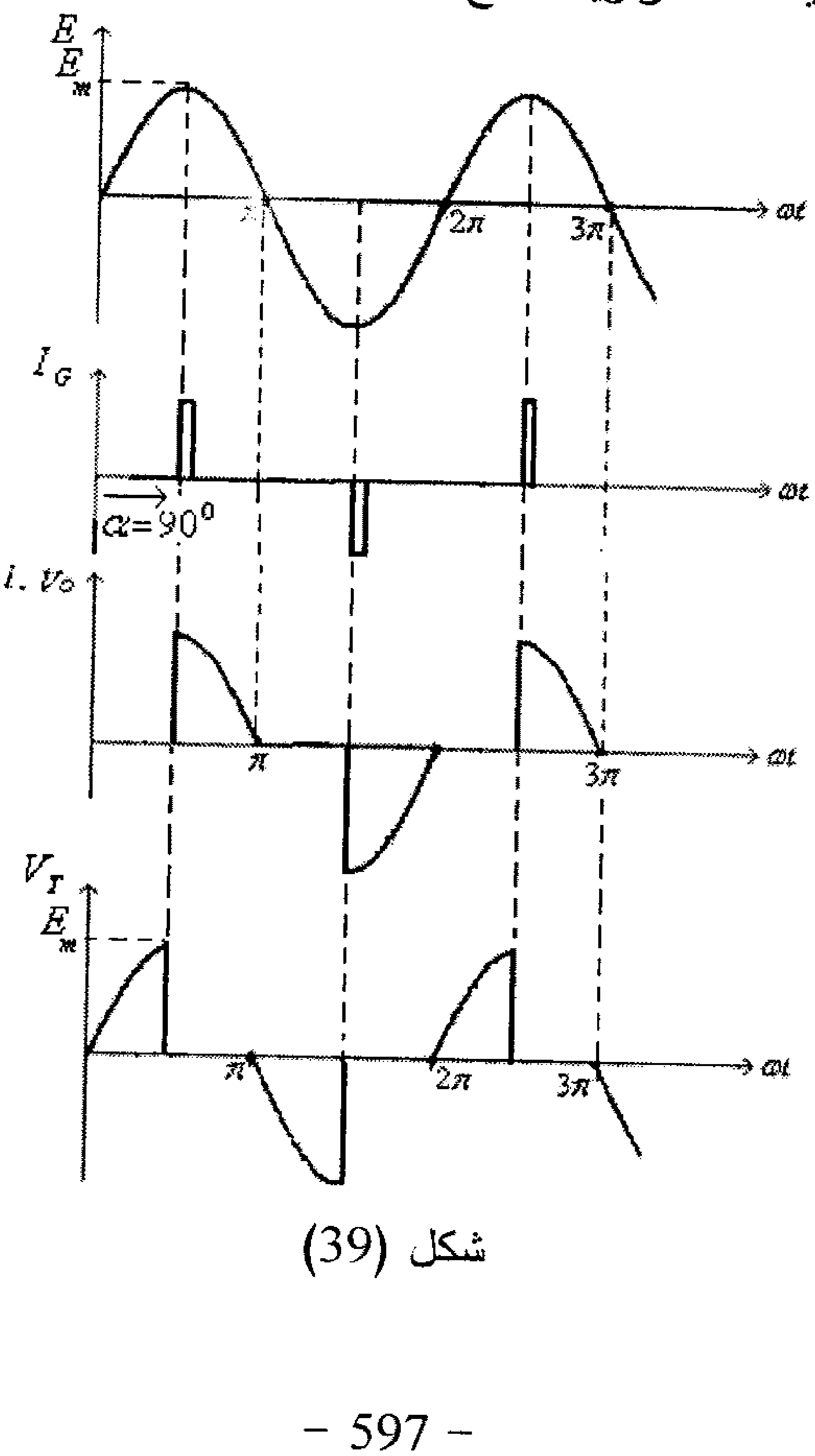
مثال (3): لدائرة منظم الجهد التالي، أرسم موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الترياك عند زاوية القدح $\alpha = 90^0$.



شكل (38)

الحل:

الشكل التالي يبين موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الترياك عند زاوية القدح $\alpha = 90^0$.

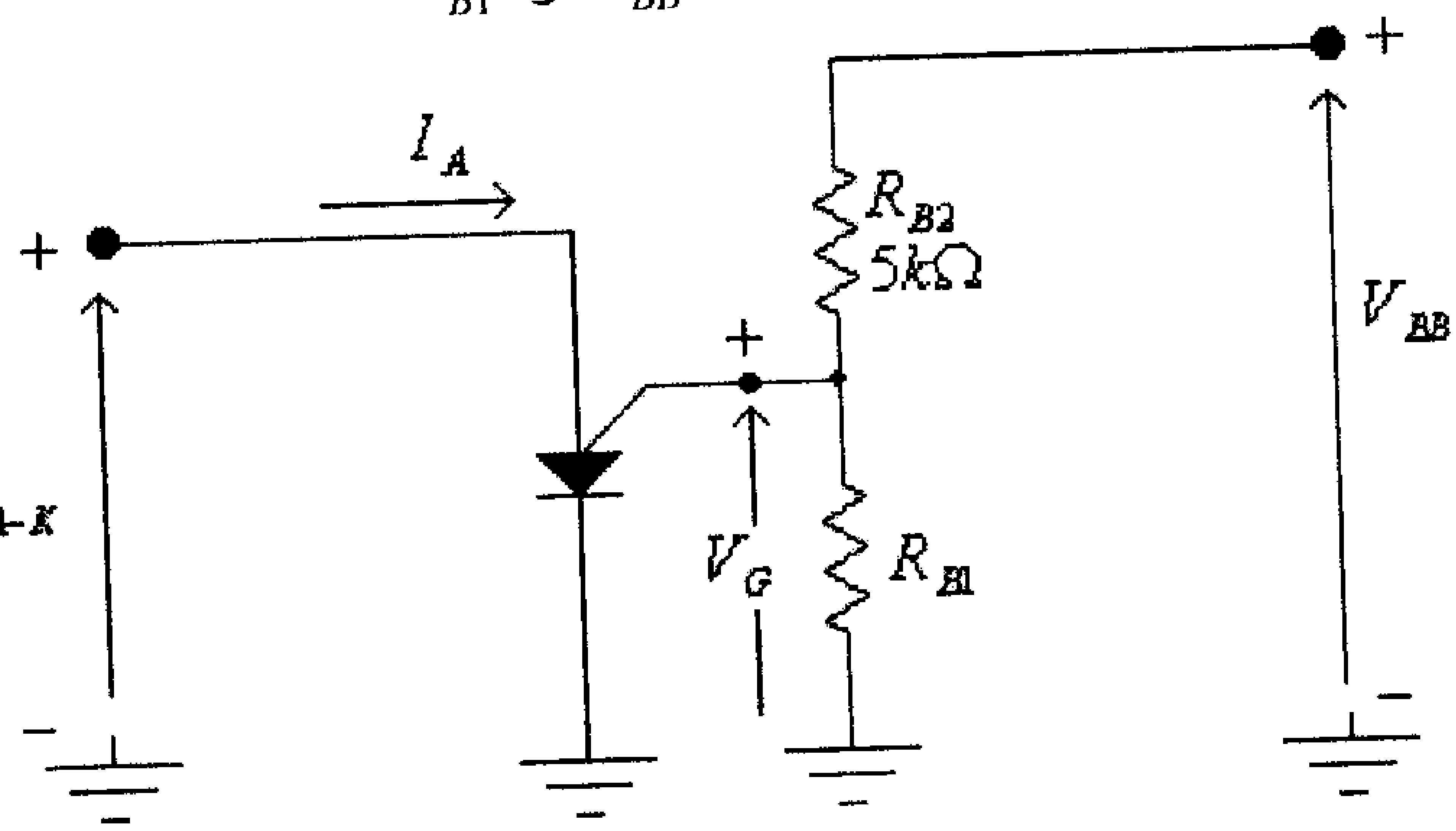


شكل (39)

في هذا الشكل ومن موجة فرق الجهد بين طرفي الترياك تلاحظ أن:

- فرق الجهد V_T، عندما يكون الترياك في وضع on، هو صفراً.
- فرق الجهد V_T، عندما يكون الترياك في وضع off، يساوي فولطية المصدر E.

مثال (4): لدائرة الترانزيستور أُحادي الوصلة المحكوم (PUT)، وإذا علمت أنه في هذه الدائرة $\eta = 0.75$ و $V_P = 9.7V$، أوجد قيمة كل من V_{BB} و R_{B1}.



شكل (40)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$V_P = \eta . V_{BB} + V_D$$

ومنها:

$$V_{BB} = \frac{V_P - V_D}{\eta} = \frac{9.7 - 0.7}{0.75} = 12V$$

وكذلك

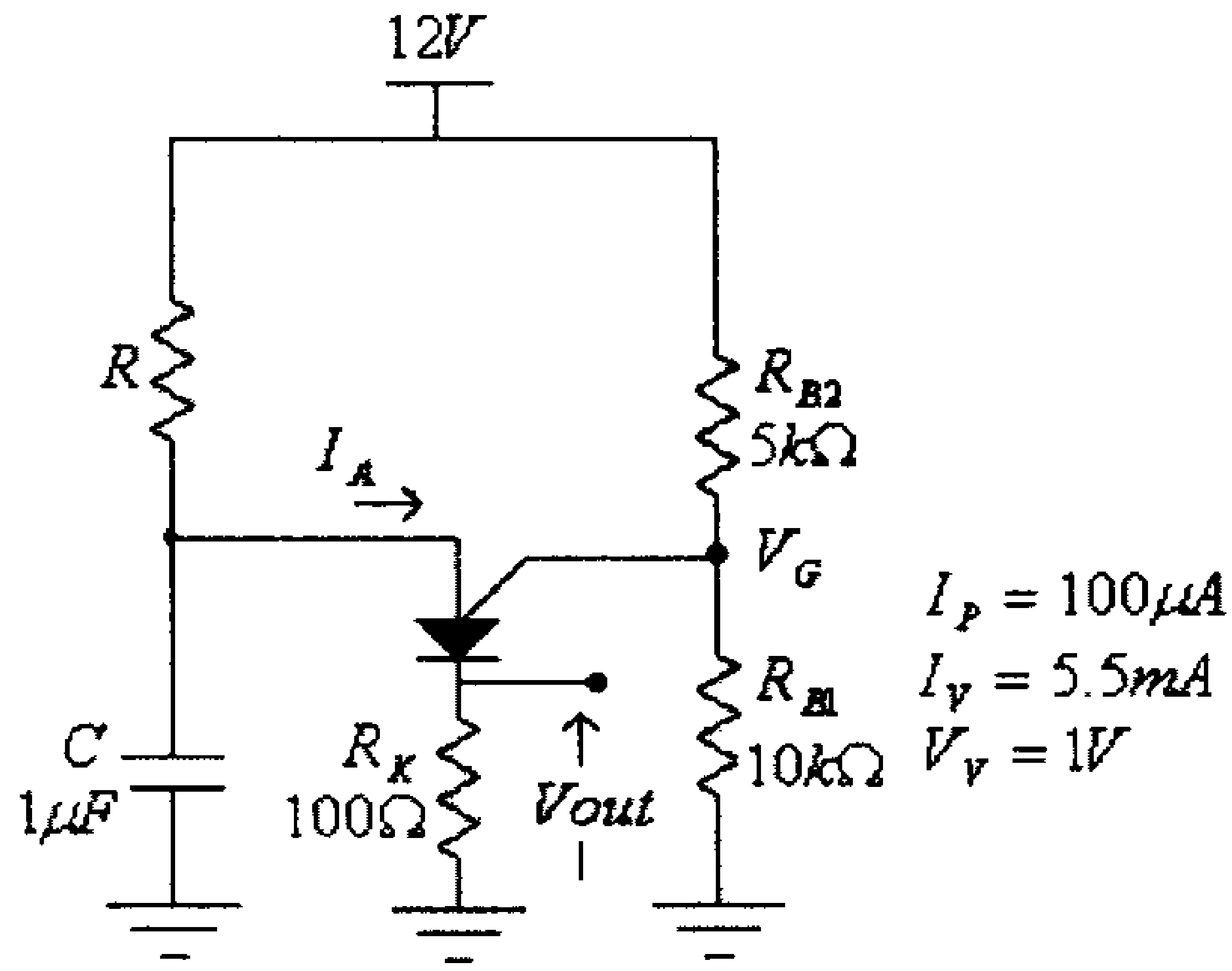
$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$$

ومنها:

$$R_{B1} = \frac{\eta}{1-\eta} R_{B2} = \frac{0.75}{1-0.75}(5000) = 15000\Omega = 15k\Omega$$

مثال (5): للدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـــ PUT المبينة، أوجد:

- قيمة V_P .
- قيمة المقاومة R المناسبة لعمل هذه الدائرة.
- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجية للدائرة (عند قيمة R التي يتم إختيارها).



شكل (41)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{10000}{10000 + 5000} = 0.6667$$

$$V_P = \eta . V + V_D = 0.6667(12) + 0.7 = 8.7V$$

ومن:

$$\frac{V - V_V}{I_V} < R < \frac{V - V_P}{I_P}$$

نجد:

$$\frac{12 - 1}{5.5x10^{-3}} < R < \frac{12 - 8.7}{100x10^{-6}}$$

ومنها:

$$2k\Omega < R < 33k\Omega$$

نختار مثلاً:

$$R = 20k\Omega$$

وكما في حالة الــ UJT ، فإن:

$$f \approx \frac{1}{R.C.\ln\left(\frac{V}{V-V_P}\right)} = \frac{1}{20x10^3\left(1x10^{-6}\right)\ln\left(\frac{12}{12-8.7}\right)} = 38.7Hz.$$

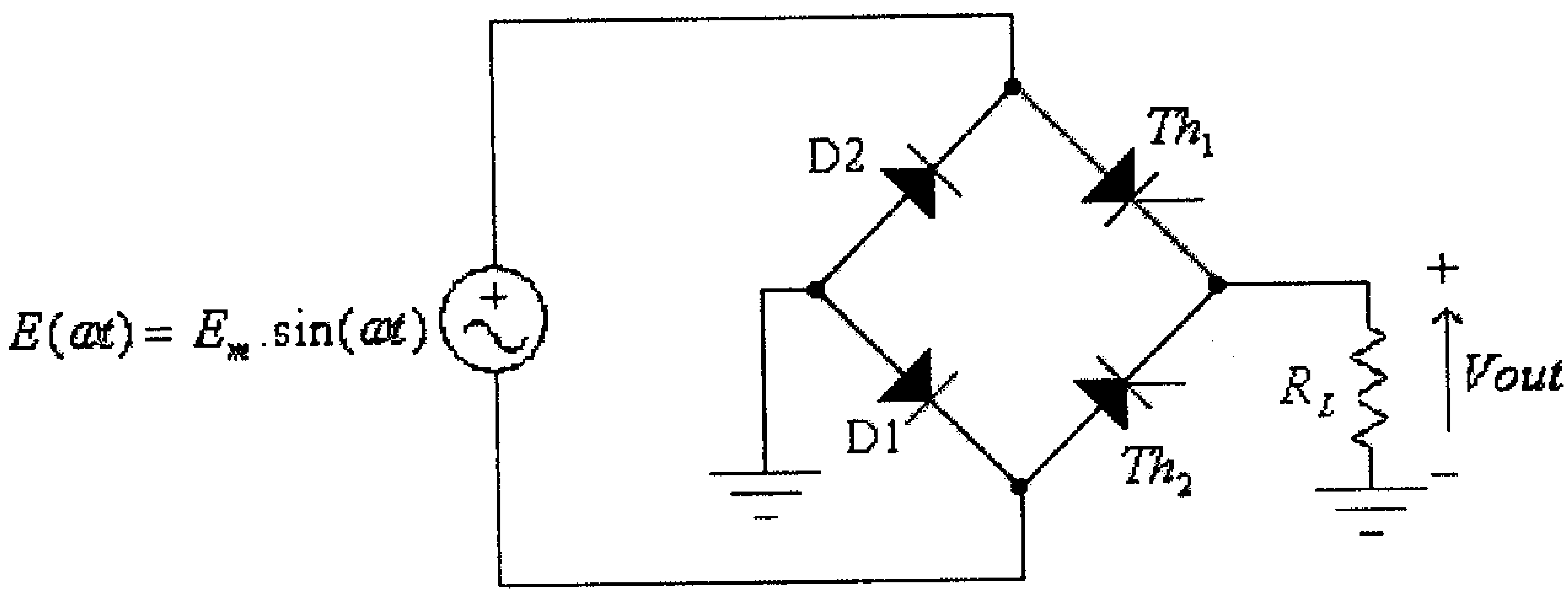
و:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{38.7} = 0.0258s = 25.8ms.$$

8.13 تمارين

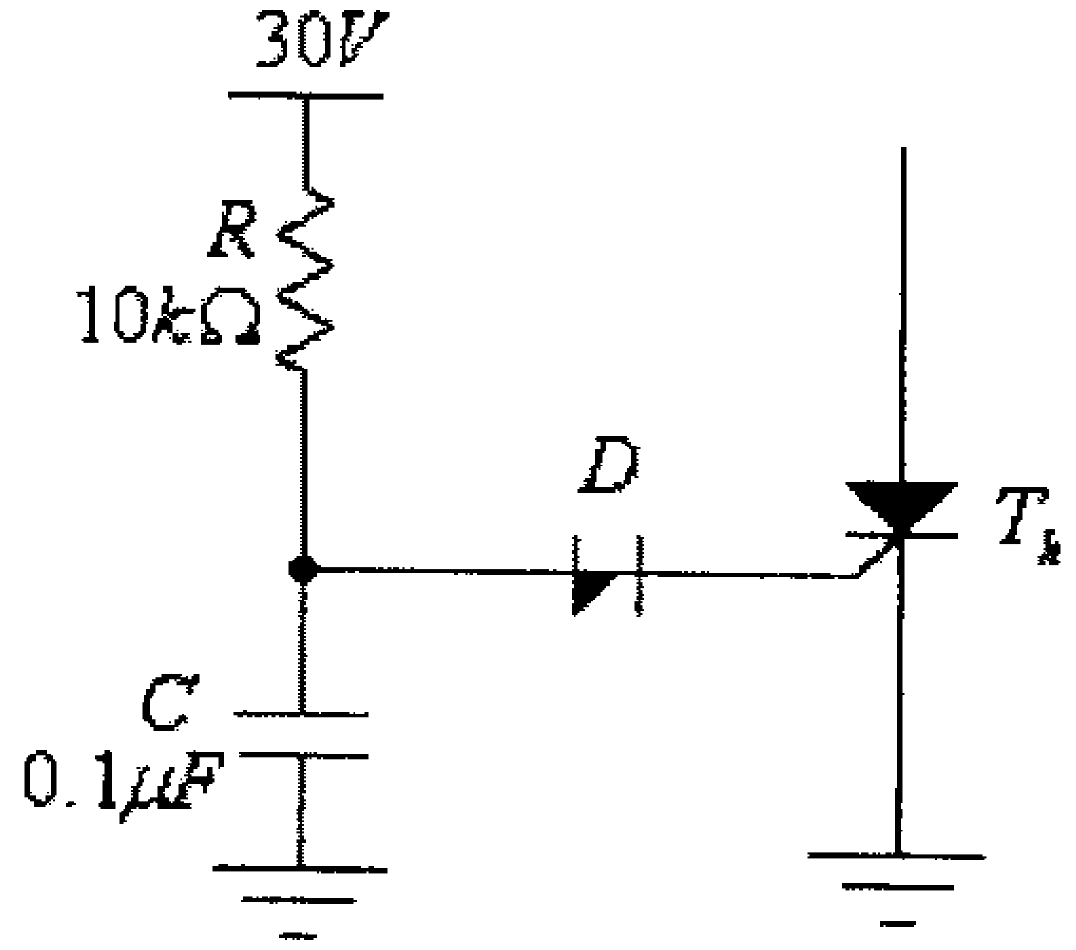
1) لدائرة مقوم الموجة الكاملة المحكوم (full-wave controlled rectifier) التالية، وإذا علمت أن القيمة الفعالة لفولطية مصدر التغذية هي $220V$.

- أوجد القيمة المتوسطة للفولطية المخرجية(Vo) عند زاوية قدح $\alpha = 45^0$.
- أرسم موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الثايريستور Th_1 عند زاوية القدح $\alpha = 45^0$.



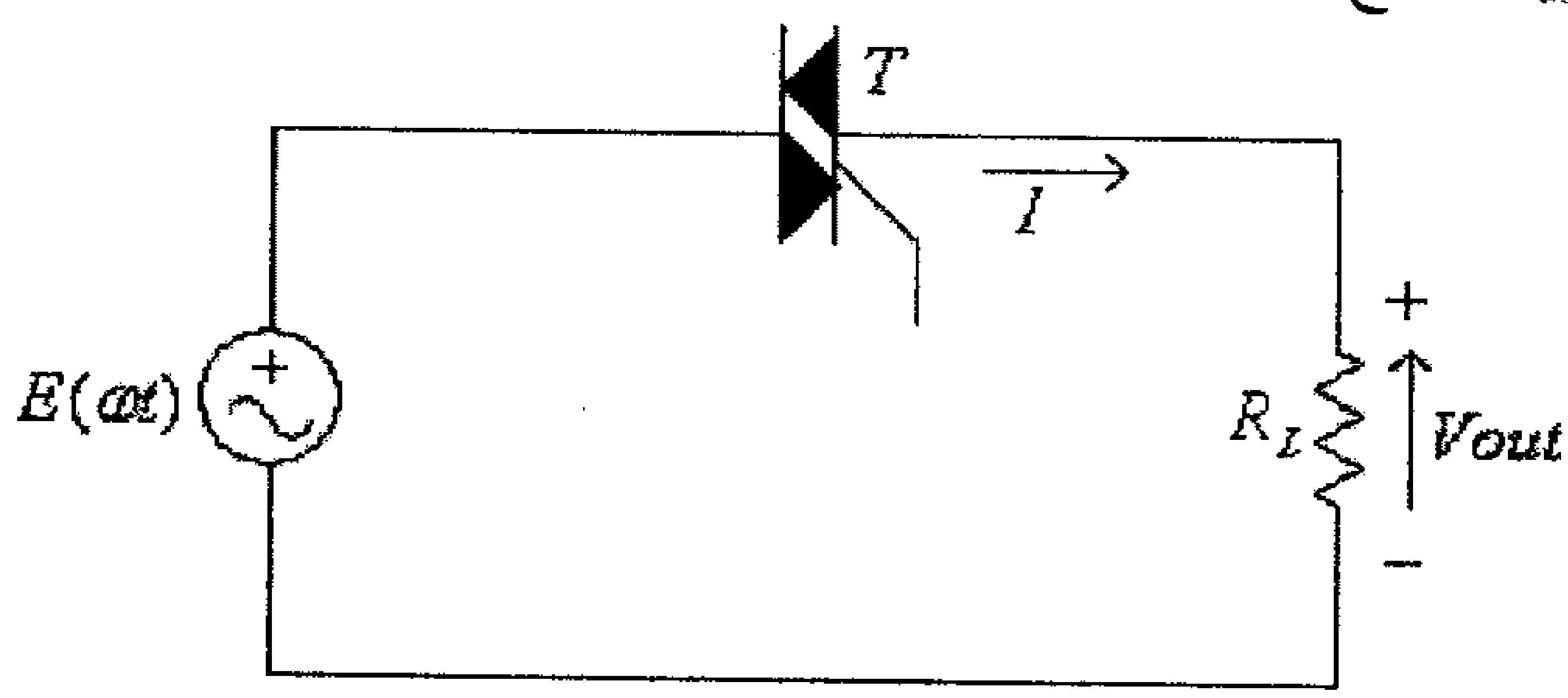
شكل (42)

2) في الدائرة التالية وإذا علمت أن جهد الإنهيار (V_{BR}) لديود Shockley يساوي $6V$، وأن الفولطية بين البوابه والمهبط (V_{G-K}) اللازمة لقدح الثايريستور تساوي $3V$، أوجد قيمة المكثف اللازمة ليتم قدح الثايريستور بعد $0.2ms.$ من تطبيق فولطية التغذية لهذه الدائرة.



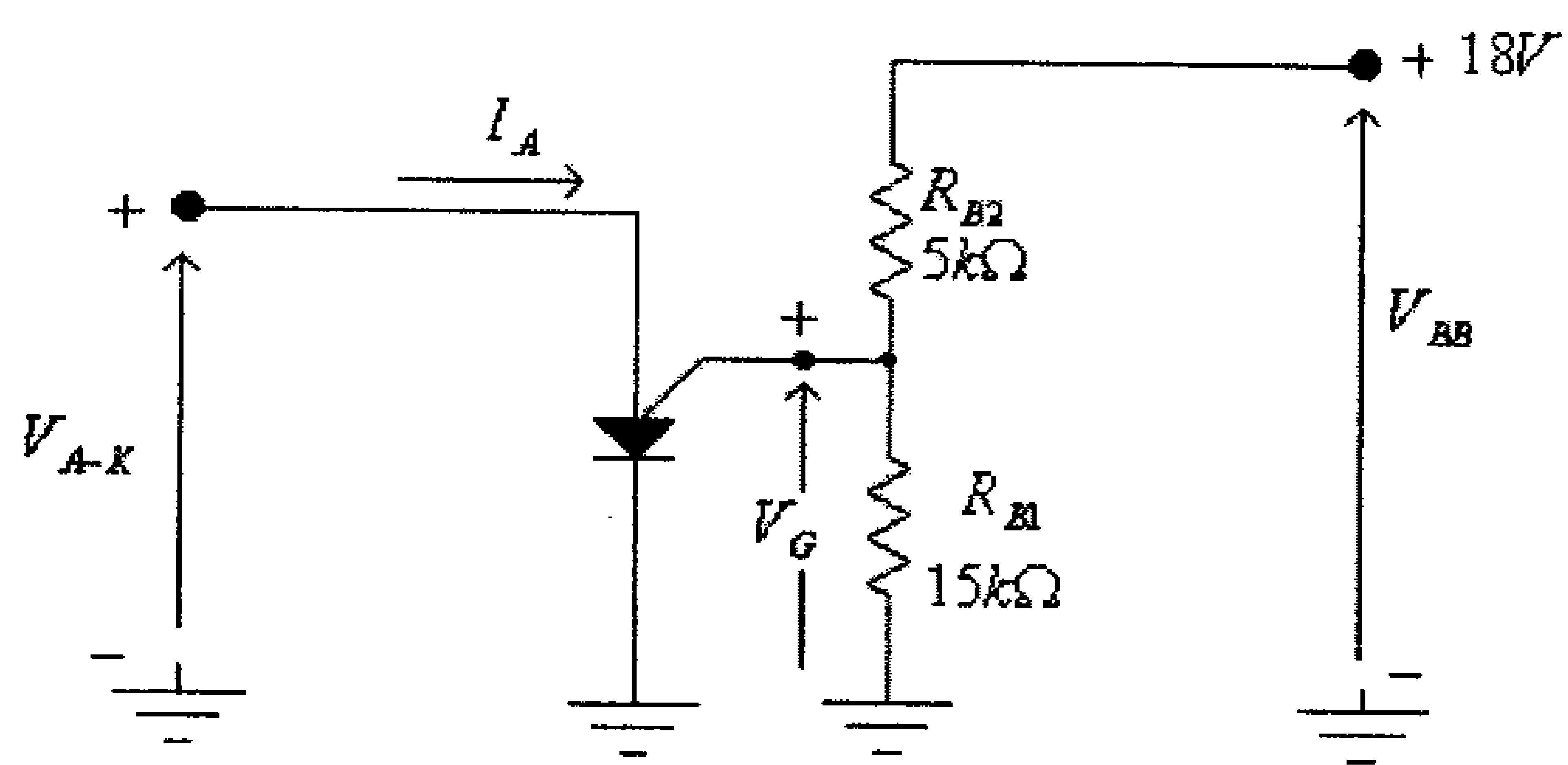
شكل (43)

3) لدائرة منظم الجهد التالي، أرسم موجات الفولطية المدخلية، تيار القدح، التيار المخرجي والفولطية المخرجية والفولطية بين طرفي الترياك عند زاوية القدح $\alpha = 45^0$. وإذا علمت أن القيمة الفعالة لفولطية مصدر التغذية هي $220V$، أوجد القيمة الفعالة والقيمة المتوسطة للفولطية المخرجية عند زاوية القدح $\alpha = 45^0$.



شكل (44)

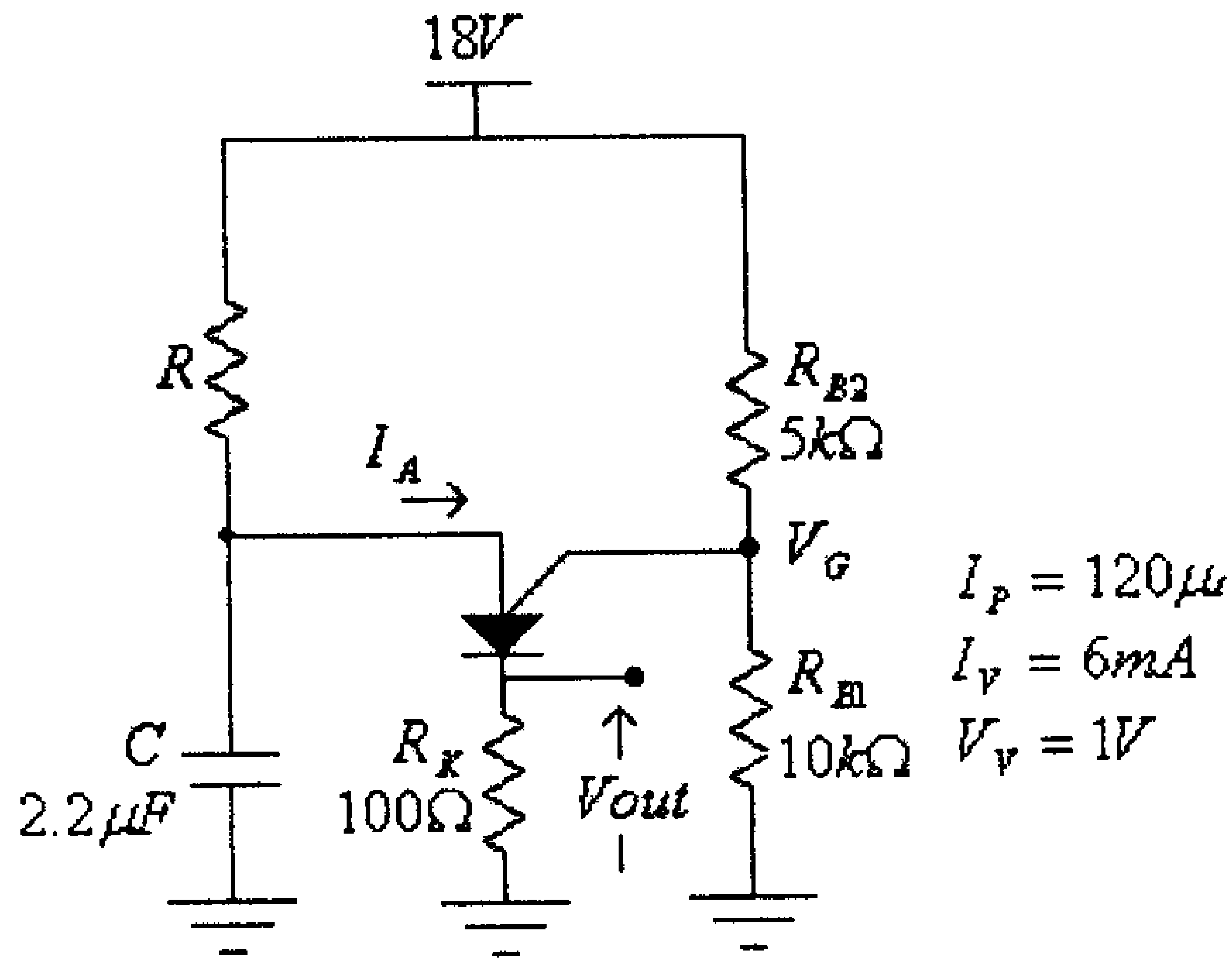
4) لدائرة الترانزيستور أُحادي الوصلة المحكوم (PUT) التالية ، أوجد قيمة كل من η و V_P.



شكل (45)

5) للدائرة التالية ولمواصفات ترانزيستور الـــ PUT المبينة، أوجد:

- قيمة المقاومة R المناسبة لعمل هذه الدائرة.
- التردد وزمن الدورة لموجة الفولطية المخرجية للدائرة (عند قيمة R التي يتم إختيارها).



شكل (46)

الوحدة التاسعة

عناصر الكترونية أخرى

الوحدة التاسعة
عناصر الكترونية أُخرى

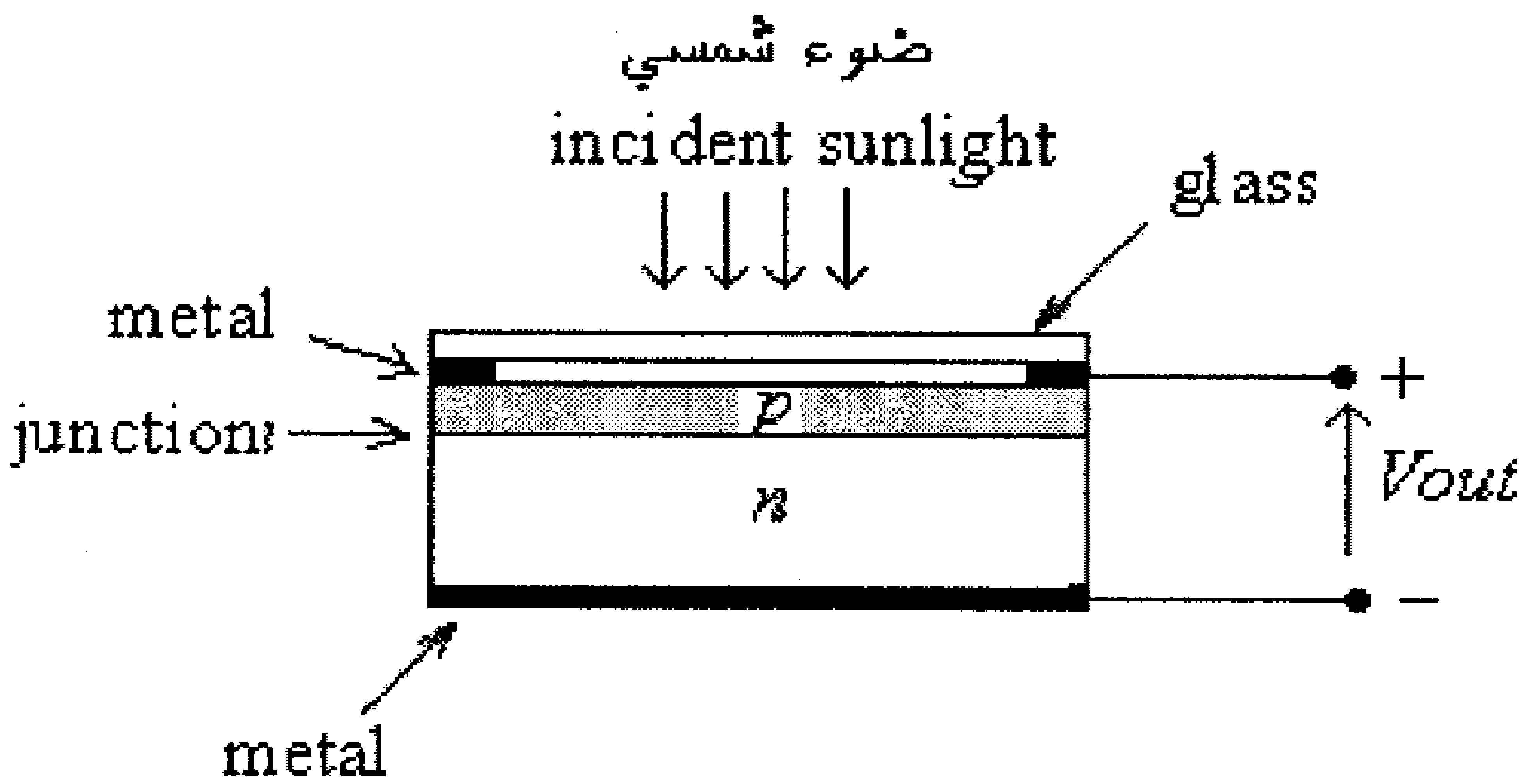
9.1 مدخل

تناولنا في الوحدات السابقة معظم العناصر الالكترونية المعروفة. في هذه الوحدة، وإستكمالاً لموضوع هذا الكتاب، سنتناول بعض العناصر الالكترونية الأُخرى مثل الخلايا الشمسية (solar cells) والتي تُستخدم لتحويل طاقة أشعة الشمس الساقطة عليها الى طاقة كهربائية يمكن إستخدامها لتغذية مختلف الأجهزة الالكترونية، وخاصة الأجهزة المحمولة (portable equipment). كما سنتناول أيضاً خلايا التوصيل الضوئي (photoconductive cells) والتي تستخدم كمجسات للضوء، والثيرميستور الذي يستخدم لقياس درجة الحراة، والـــ varistor الذي يستخدم كثيراً لحماية مداخل الأجهزة الالكترونية من الفولطيات العالية. وأخيراً سنتناول كذلك بلورات العرض السائلة (Liquid-crystal Displays)، والتي أصبحت تحل كثيراً محل أنابيب الأشعة المهبطية (cathode ray tubes, CRT).

9.2 الخلايا الشمسية (Solar Cells)

من المعروف أن كثافة القدرة من أشعة الشمس (solar power density) التي تسقط على الأرض هي بحدود $1kW/m^2$، وتستخدم الخلايا الشمسية لتحويل هذه الطاقة الى طاقة كهربائية يمكن إستخدامها لأغراض عديدة.

وتتكون الخلية الشمسية من وصلة (p-n junction) مصنوعة من السيليكون، كما هو مبين في الشكل التالي.

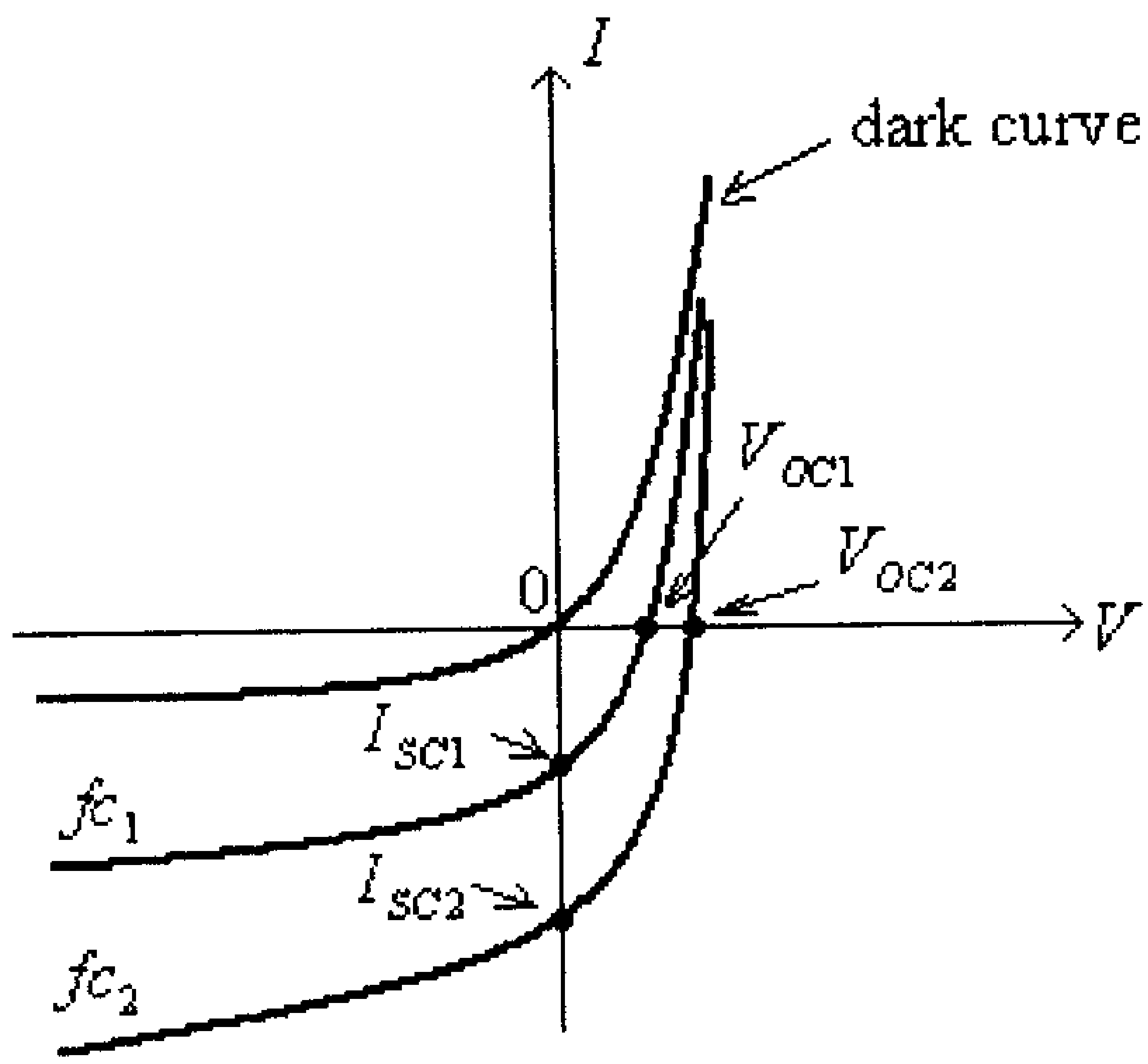


شكل (1)

لاحظ في هذا الشكل أن الطبقة الزجاجية الشفافة وكذلك طبقة المادة الموجبة الرقيقة تسمح لأكبر عدد من فوتونات الضوء بالوصول الى الوصلة (junction).

عند إصطدام فوتون ضوء مع أحد الكترونات التكافؤ (valance electron) فسيمنحه طاقة كافية ليتحرر ويصبح الكتروناً حراً (free electron)، وتكون النتيجة توليد الكترونات حرة وفجوات (holes). وهذه العملية ستظهر في كلتا المادتين السالبة (n) والموجبة (P)، المكونتين للخلية الشمسية، ففي المادة الموجبة فإن الالكترون الحر سينتقل عبر الوصلة (p-n junction) الى المادة السالبة، وهذا ينطبق أيضاً على الفجوات التي ستنتقل من المادة السالبة (n) الى المادة الموجبة (p)، وتكون النتيجة زيادة بحركة ناقلات تيار الأقلية (minority carriers) ومرور تيار مشابه بإتجاهه لتيار التسرب العكسي في الديود العادي.

العلاقة بين تيار الخلية الشمسية وفرق الجهد بين طرفيها، عند قيم مختلفة لشدة الإضاءة الساقطة عليها، مبين في الشكل التالي.



شكل (2)

في هذا الشكل:

V_{OC1} − فرق الجهد (الفولطية) بين طرفي الخلية الشمسية، عند عدم وصل أي حمل بين طرفيها (open circuit)، وعندما تكون شدة الإضاءة الساقطة عليها تساوي fc_1 .

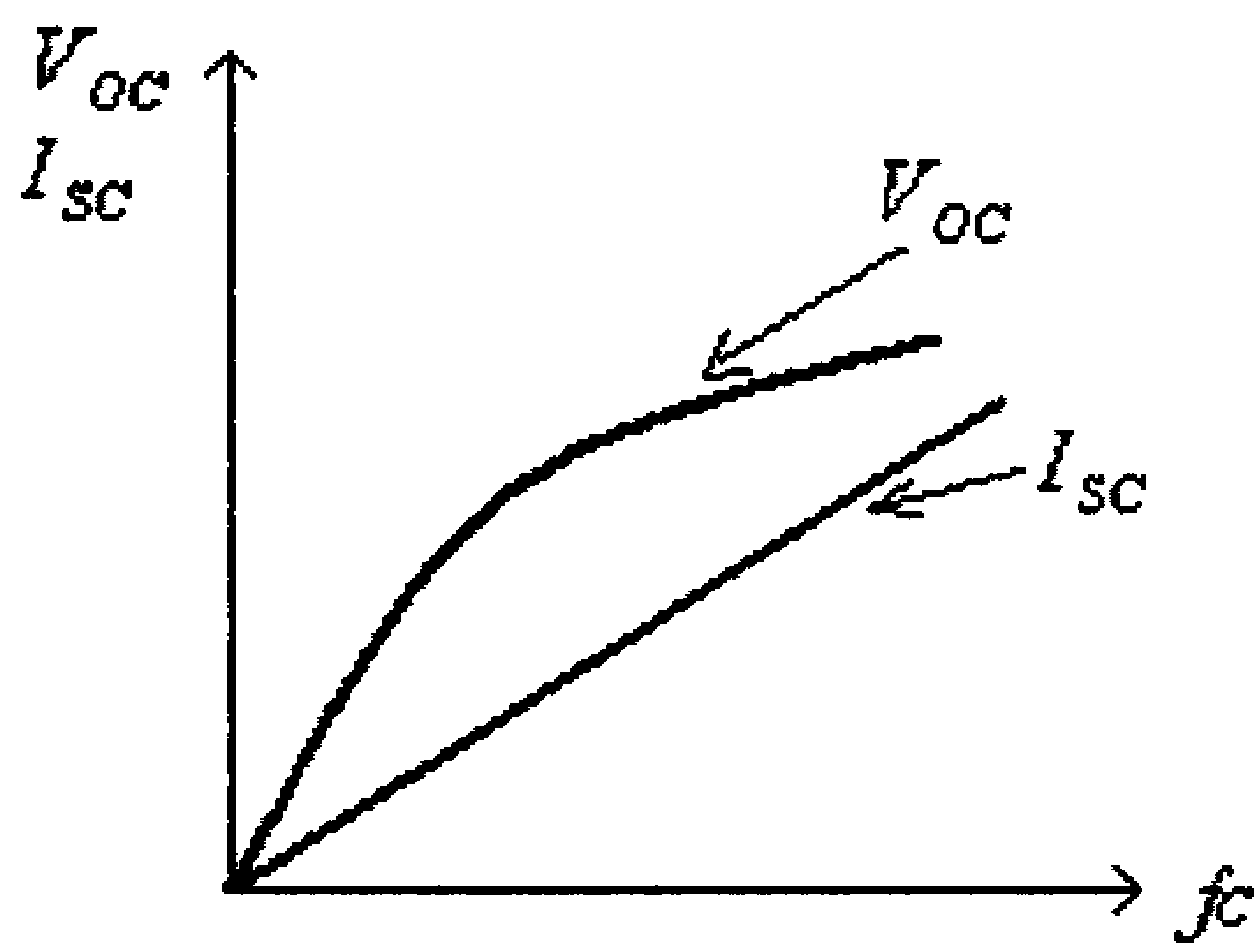
V_{OC2} - فرق الجهد (الفولطية) بين طرفي الخلية الشمسية، عند عدم وصل أي حمل بين طرفيها (open circuit)، وعندما تكون شدة الإضاءة الساقطة عليها تساوي fc_2 .

I_{SC1} - التيـــار المـــولد من الخليـــة الشمســـية، عندما يكون طرفاها موصولين مع بعضهما (short circuit)، وعندما تكون شدة الإضاءة الساقطة عليها تساوي fc_1 .

I_{SC2} - التيـــار المـــولد من الخليـــة الشمســـية عندما يكون طرفاها موصولين مع بعضهما (short circuit)، وعندما تكون شدة الإضاءة الساقطة عليها تساوي fc_2 .

ويطلـــق على الفولطيـــة المولـــدة بين طرفـــي الخليـــة الشمســـية في حالة الدارة المفتوحة (open circuit) بـ photovoltaic voltage ويرمـــز له عـــادة بـــ V_{OC}، أما التيار المولد من الخليـــة الشمســـية عندمـــا يكـــون طرفيهـــا موصولين مع بعضهما فيسمى تيار القصر (short circuit current) ويرمز له عادةً بـــ I_{SC} .

الشكل التالي يبين العلاقة بين كل من تيار القصر I_{SC} والفولطية V_{OC} وشدة الإضاءة الساقطة على الخلية الشمسية.



شكل (3)

يلاحظ من هذا الشكل أن العلاقة بين شدة الإضاءة الساقطة على الخلية الشمسية والتيار I_{SC} علاقة خطية، بينما العلاقة بين شدة الإضاءة والفولطية V_{OC} فهي خطية في البداية ثم تميل الى الإشباع بعد ذلك.

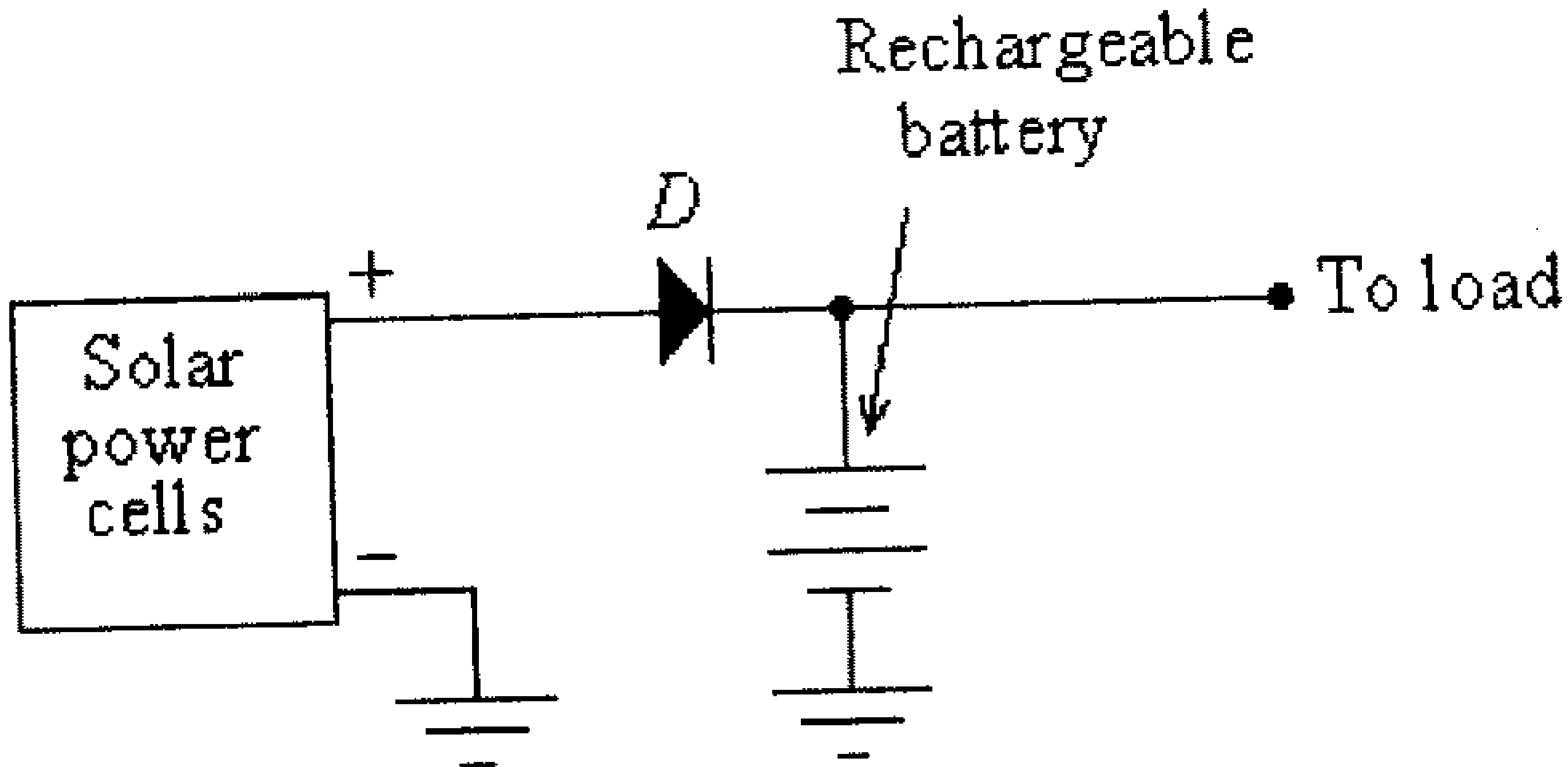
وتوصف كفاءة الخلية الشمسية بمعامل الكفاءة (η) وهو النسبة بين القدرة الكهربائية المولدة من الخلية الشمسية ($P_{O(electrical)}$) والقدرة من أشعة الشمس الساقطة عليه ($P_{i(light)}$)، أي أن :

$$\eta = \frac{P_{O(electrical)}}{P_{i(light)}} x100\%$$

ومعامل الكفاءة للخلايا الشمسية في الوقت الحالي بحدود %10 الى %40.

ومما يجب ذكره أنه وللحصول على فولطيات عالية فإنه يتم ربط مجموعة من الخلايا الشمسية على التوالي، بينما يتم ربط مجموعة من الخلايا الشمسية على التوازي للحصول على تيارات أكبر.

الشكل التالي يبين دائرة لتغذية حمل معين بإستخدام الخلايا الشمسية وبطاريات قابلة للشحن (rechargeable battery).



شكل (4)

مثال (1): إذا كان معامل الكفاءة η لخلية شمسية قياسها $1cmx2cm$ هو %12، أوجد القدرة الكهربائية القصوى التي تستطيع هذه الخلية توليدها.

الحل:

كثافة القدرة الشمسية الساقطة على الأرض هى بحدود $1kW/m^2$.

مساحة سطح الخلية الشمسية هي:

$$S = 0.01(0.02) = 2x10^{-4} m^2$$

وبالتالي، فإن قدرة أشعة الشمس الساقطة على هذه الخلية، هي:

$$P_{i(light)} = 1000(2x10^{-4}) = 0.2W$$

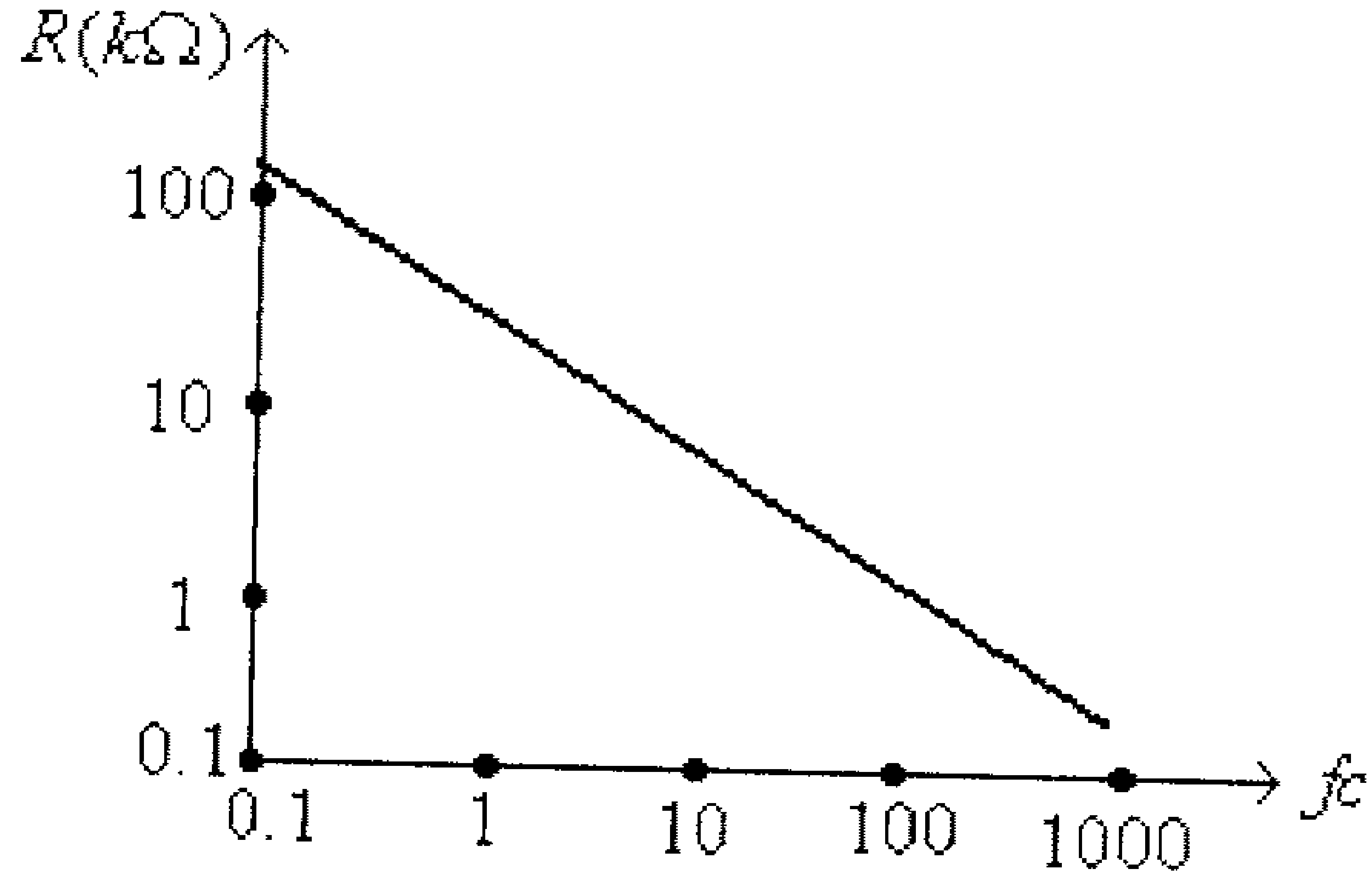
القدرة الكهربائية التي يمكن توليدها من هذه الخلية، هي:

$$P_{O(electrical)} = \eta.P_{i(light)} = 0.12(0.2) = 0.024W = 24mW$$

9.3 خلايا التوصيل الضوئي (Photoconductive Cells)

وتسمى أيضاً (photo-resistive devices)، أي أن هذا العنصر يشبه مقاومة مادية تتغير قيمتها بتغير شدة الإضاءة الواقعة عليها. وهي تُصنع عادةً من مركبات عنصر الكادميوم مثل الـــ (cadmium sulfide) أو الـــ (cadmium selenide). ويعود سبب نقصان المقاومة الكهربائية بين طرفي هذا العنصر، عند زيادة شدة الإضاءة الساقطة عليه، الى زيادة طاقة الكترونات التكافؤ (valence electrons) وإنتقالها لتصبح الكترونات حرة (free electrons).

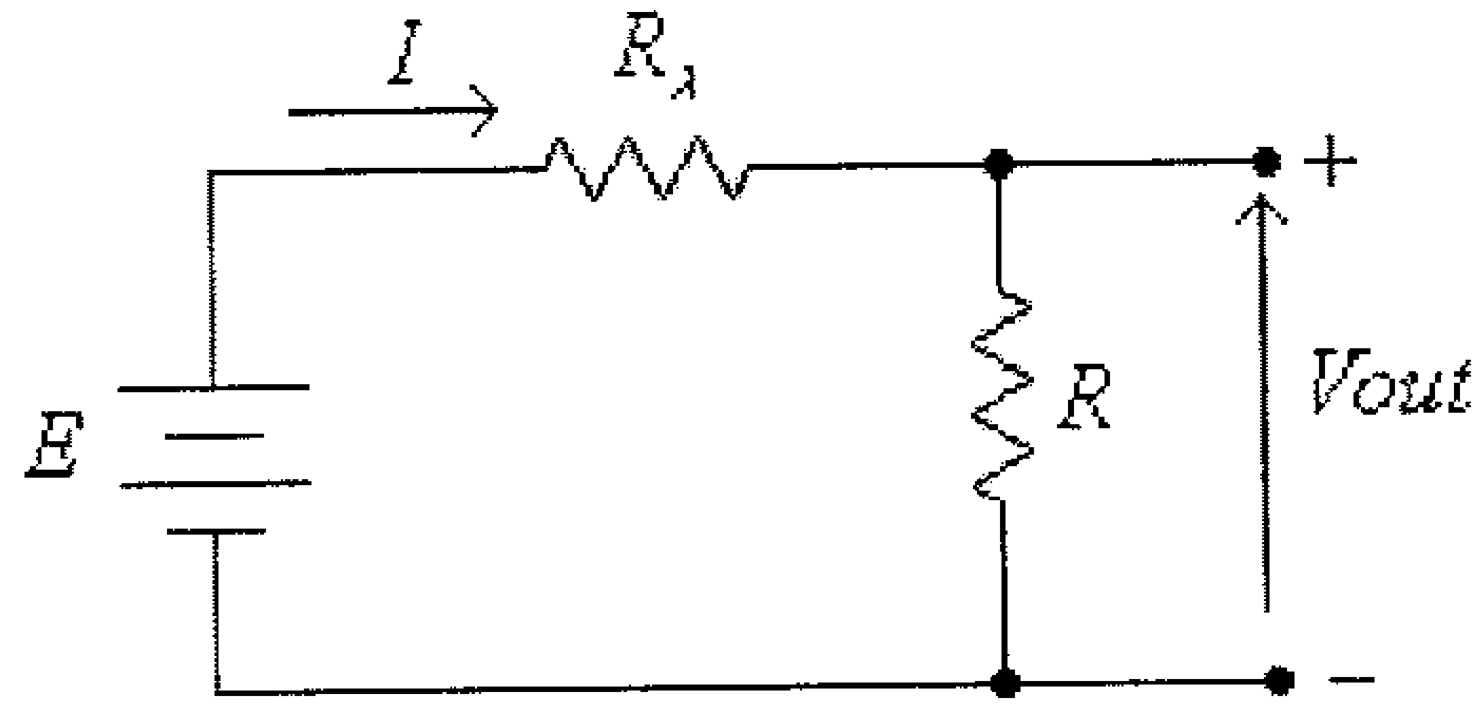
والعلاقة بين شدة الإضاءة الساقطة على هذا العنصر ومقاومته الكهربائية خطية تقريباً، كما هو مبين بالشكل التالي.



شكل (5)

لاحظ في هذا الشكل أن الوحدات المستخدمة بالمحورين الأفقي والعامودي هي باللوغاريتمات العشرية (log scale).

وتستخدم خلايا التوصيل الضوئي لقياس شدة الإضاءة وفي الكثير من التطبيقات الأُخرى.
الشكل التالي يبين دائرة لقياس شدة الإضاءة بإستخدام خلية توصيل ضوئي.



شكل (6)

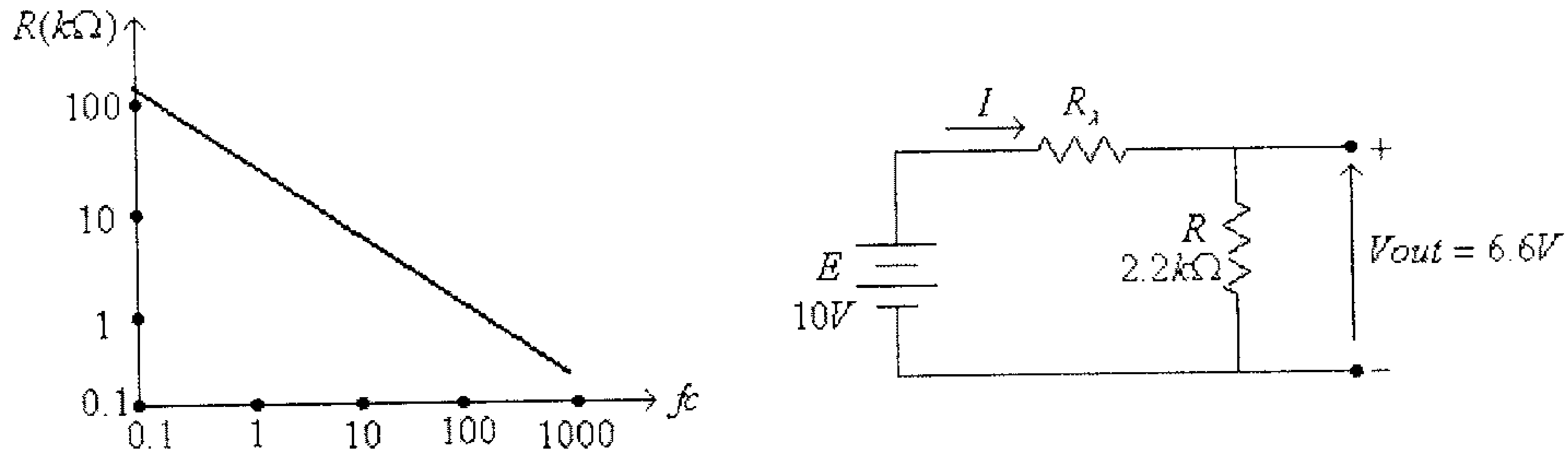
في هذه الدائرة:

$$Vout = \frac{E.R}{R + R_\lambda}$$

يلاحظ من هذه المعادلة أن قيمة الفولطية $Vout$ تعتمد على قيمة مقاومة خلية التوصيل الضوئي (R_λ)، وبالتالي على شدة الإضاءة الساقطة على هذا العنصر.

ومما يجب ذكره أن خلايا التوصيل الضوئي بطيئة بإستجابتها لتغير شدة الإضاءة الساقطة عليها حيث أن زمن الإستجابة (response time) لها هو $(10\ to\ 100)\ ms.$ ، أي أنها بطيئة إذا ما قورنت بالديودات الضوئية (photodiodes) أو الترانزيستورات الضوئية (photo transistors).

مثال (2): للدائرة التالية ولخاصية خلية التوصيل الضوئي (photoconductive cell) المبينة، أوجد مقدار شدة الإضاءة الساقطة على هذه الخلية.



شكل (7)

الحل:

في هذه الدائرة:

$$I = \frac{Vout}{R} = \frac{6.6}{2.2x10^{3}} = 3x10^{-3}A = 3mA$$

وكذلك:

$$E = I.(R_{\lambda} + R)$$

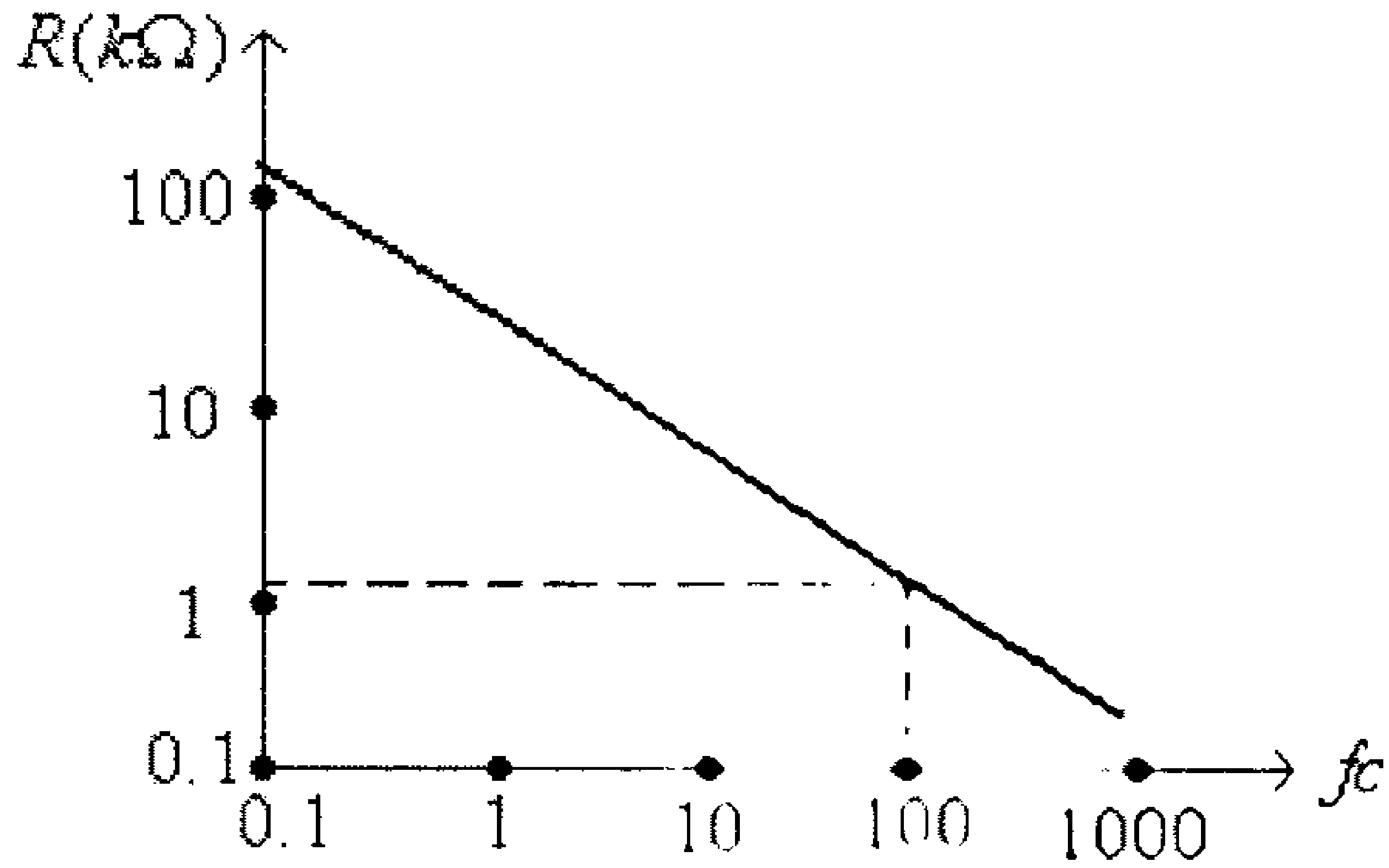
ومنها:

$$R_{\lambda} + R = \frac{E}{I} = \frac{10}{3x10^{-3}} = 3.3x10^{3}\Omega \quad 3.33\,k\Omega$$

أي أن:

$$R_{\lambda} = 3.33 - 2.2 = 1.1k\Omega$$

ومن خاصية خلية التوصيل الضوئي (photoconductive cell) المبينة نجد أن شدة الإضاءة حوالي $100\,fc$، أنظر الشكل أدناه.



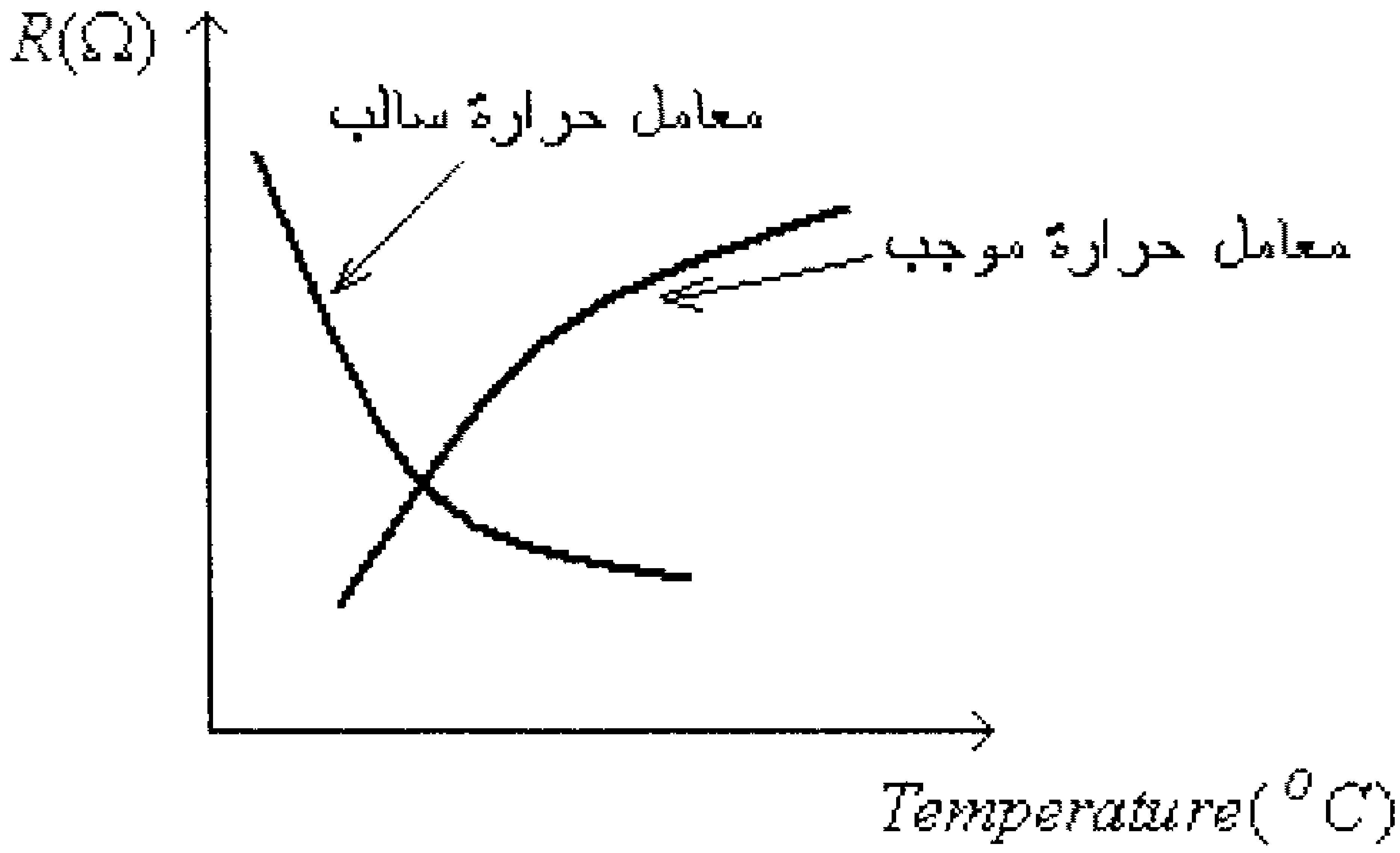
شكل (8)

9.4 الثيرمستور (The Thermistor)

الثيرمستور عنصر الكتروني تتغير مقاومته الكهربائية بتغير درجة حرارته، ويصنع الثيرمستور من السيليكون أو الجرمانيوم أو الكوبالت أو النيكل أو المنغنيز. والمادة المصنوع منها الثيرميستور تحدد ما إذا كان هذا العنصر بمعامل حراري موجب أو بمعامل حراري سالب. ويعني المعامل الحراري الموجب إرتفاع المقاومة الكهربائية للعنصر عند إرتفاع درجة حرارته،

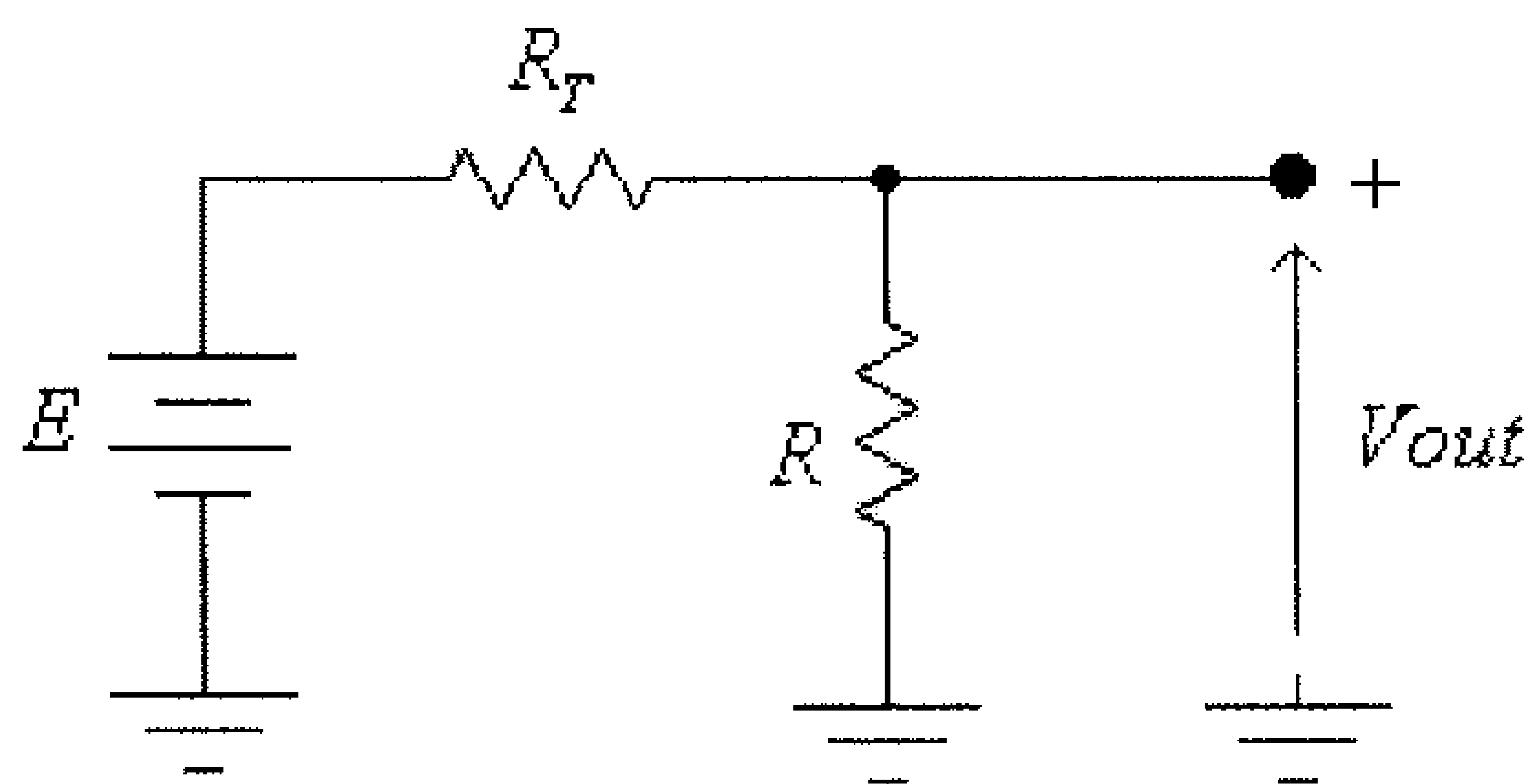
أما المعامل الحراري السالب فيعني نقصان المقاومة الكهربائية للعنصر عند إرتفاع درجة حرارته.

الشكل التالي يبين العالقة بين المقاومة الكهربائية لثيرمستورين أحدهما بمعامل حراري موجب والآخر بمعامل حراري سالب.



شكل (9)

ويستخدم الثيرمستور عادة لقياس درجة الحرارة، كما في الدائرة التالية.



شكل (10)

في هذه الدائرة:

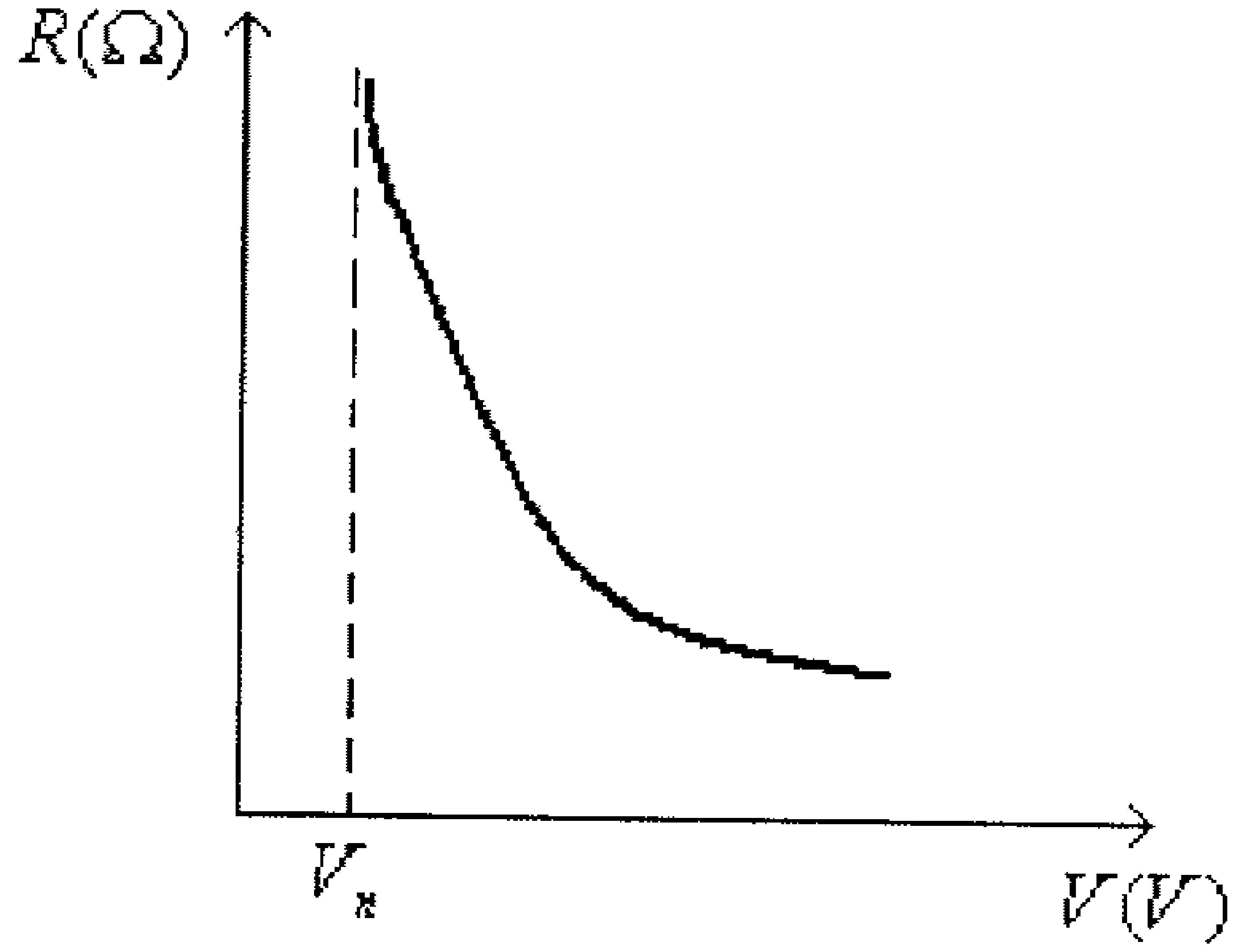
$$Vout = \frac{E.R}{R_T + R}$$

أي أن الفولطية المخرجية لهذه الدائرة تعتمد على قيمة مقاومة الثيرمستور R_T وبالتالي على درجة حرارته.

9.5 الـــ Varistors

الـــ varistor عنصر الكتروني تتغير مقاومته الكهربائية بتغير فرق الجهد بين طرفيه، أذ تقل المقاومة الكهربائية بين طرفي هذا العنصر عند إرتفاع فرق الجهد بينهما. يُصنع الـــ varistor من أكسيد الزنك (ZnO)، لذا يطلق عليه عادةً (metal-oxide varistor) أو إختصاراً MOV.

الشكل التالي يبين العالقة بين المقاومة الكهربائية للـــ varistor وفرق الجهد بين طرفيه.



شكل (11)

لاحظ من هذا الشكل أن مقاومة الـــ varistor عالية جداً عندما يكون فرق الجهد بين طرفية أقل أو يساوي الفولطية الاسمية (V_n ,nominal voltage) المصمم لها الـــ varistor، وعند إرتفاع فرق الجهد عن هذه القيمة تهبط مقاومة الـــ varistor كثيراً.

ويستخدم الـــ varistor لحماية الدوائر الالكترونية من الفولطيات العالية والتي قد تظهر لأسباب عديدة منها البرق أو فصل أحمال حثية من الشبكة الكهربائية.

كثيراً، وفي بعض المراجع يشار الى الـــ varistor بإسماء مختلفة مثل (metal-oxide varistor) أو (surge suppressor) أو (transient suppressor).

9.6 بلورات العرض السائلة (Liquid-Crystal Displays)

وهي تستخدم كشاشات عرض في أجهزة الحاسوب الحمولة (laptops) وفي الساعات وفي بعض الأجهزة الإلكترونية الأُخرى. وما يميز شاشات العرض المصنوعة من البلورات السائلة هو إستهلاكها المنخفض من القدرة الكهربائية مما يجعلها مناسبة خاصة للأجهزة التي تتغذى من البطاريات.

ومبدأ عمل شاشات عرض البلورات السائلة يعتمد على توجيه جزيئات مادة البلورات السائلة بحيث تقوم بعكس الضوء الساقط عليها، أي أن هذه الشاشات لا تولد ضوء وإنما تقوم بعكس الضوء الساقط عليها، لذا فهي بحاجة الى مصدر ضوء داخلي أو خارجي لتعمل بشكل طبيعي.

ومن مساوىء شاشات العرض التي تستخدام البلورات السائلة هو تأثر وضوح المادة المعروضة عليها بدرجة الحرارة، وكذلك عمرها الزمني القصير نسبياً.

المراجع

1. R. Boylestad and L. Nashelsky, *Electronic Devices and Circuit Theory,* Prentice-Hall Inc. 2002, (8th Edition).

2. Allan R. Hambley, *Electrical Engineering Principles and Applications,* Prentice-Hall Inc. 2002, (2nd Edition).

3. R. J. Smith and R. C. Dorf, *Circuits, Devices and Systems,* John Wiley & Sons Inc. 1992, (5th Edition).

4. A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits,* Oxford University Press, 1998, (4th Edition).

5. P. Horowitz and W. Hill, *The Art of Electronics,* Cambridge University Press, 1992, (2nd Edition).